NUMERO DOPPIO 11-12

Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo Terzo

GIUGNO — 1946 —

ANNO XVIII

LIRE 60.—

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227
Ufficio Pubblicità: Via Inama, 21 - Milano
Abbonamento Annuo L. 500
Un fascicolo separato L. 30. Questo numero doppio L. 60. Estero il doppio

SOMMARIO

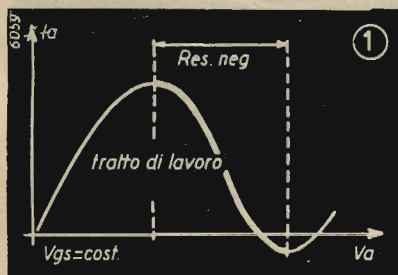
MISURA DELLA RESISTENZA DINAMICA CON GLI OSCILLATORI A RESISTENZA NEGATIVA

del dottor R. Pera

6059/7

LA RESISTENZA DINAMICA. — La resistenza dinamica *Rd* di un circuito oscillatore è definito dalla

$$Rd = \frac{L}{CR}$$

dove *L* è l'induttanza, *C* la capacità ed *R* costituisce la resistenza propria della bobina all'alta frequenza, cui si sommano tutte le altre resistenze (es. resist. di contatto nel condensatore).

Caratteristica dinatron. Il punto di lavoro ottimo si ha nella parte mediana del tratto a pendenza negativa, segnato in tratto più marcato.

Data la proporzionalità inversa fra *Rd* ed *R* risulta evidente che *Rd* sarà tanto più alta, a parità di *L* e *C*, quanto minore sarà *R*.

Poichè in definitiva *Rd* è quella che determina la bontà di un circuito oscillante, diviene interessante poter valutare la resistenza dinamica. A ciò possono ottimamente servire gli oscillatori a resistenza negativa sia del tipo *dinatron* che di quella *transitron* che esamineremo nel corso di questa trattazione.

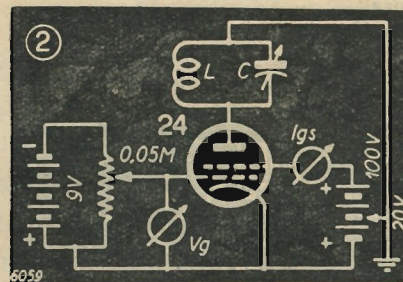
CIRCUITI A RESISTENZA NEGATIVA. — Osservando la curva di un tetrodo, es. una '24 americana, possiamo notare come ad un certo punto questa subisca una deflessione verso il basso. In corrispondenza di questa deflessione l'emissione secondaria supera quella catodica; il tratto a pendenza negativa corrisponde ad una resistenza negativa in cui si può avere l'innesco delle oscillazioni.

Precisamente l'innesco si ha quando la resistenza negativa eguaglia quella positiva del circuito oscilante, costituita dalla *Rd*.

Quando, come nel caso di tetrodi, si ha l'emissione secondaria ad opera della griglia schermo il tratto di curva interessante diviene quello riportato con esagerazione in fig. 1 che si ha per *Vg*=costante.

Il circuito oscillatore che sfrutta questo principio è il *dinatron* che viene illustrato in fig. 2. E' usata una schermata '24 e l'alimentazione è, nel caso specifico, ottenuta mediante batterie; si noti come la tensione di schermo sia notevolmente superiore a quella anodica.

La tensione di palarizzazione base di griglia, ottenuta con una batteria, può essere variata mediante un potenziometro, ciò consente di variare la resistenza negativa del *dinatron*.

Precisamente più alta sarà la polarizzazione, maggiore sarà la resistenza negativa; variando quindi la polarizzazione si troverà un punto, in cui si avrà l'innesco delle oscillazioni, in corrispondenza del quale la resistenza negativa

Il circuito dinatron con tetrodo '24. L'alimentazione è effettuata mediante batterie, ma potrebbe essere prevista anche quella in C.A.

eguaglia quella dinamica del circuito *LC*.

Potrebbe accadere che la resistenza dinamica fosse talmente bassa da dover ridurre notevolmente la *Vg*, in questo caso la *Igs* potrebbe assumere valori pericolosi per l'integrità della valvola qualora la misura si prolungasse eccessivamente.

Nei pentodi invece si ha, nel tratto di resistenza negativa, emissione da parte della placca.

La curva assume l'aspetto tracciato in fig. 3, per *Va*=costante.

Il circuito corrispondente, il *transiton*, è illustrato in fig. 4.

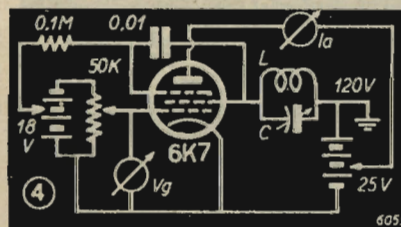
Caratteristica transitron. Anche questa curva è riportata esagerata; il tratto di lavoro è sempre quello corrispondente alla pendenza negativa.

Si fa uso di un pentodo 6K7; come nel caso precedente si ha la possibilità di controllare la polarizzazione base di griglia, e come nel caso precedente ad un incremento di detta polarizzazione corrisponde un aumento della resistenza negativa.

Entrambi i circuiti possono oscillare su frequenze che sono comprese fra qualche ciclo e circa 50 Mc.

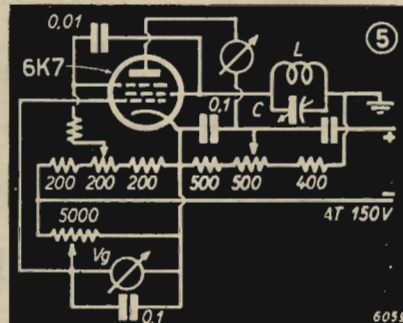
Così si hanno i 400 cicli con L=1,2 H e C=0,15 μF, mentre il campo delle onde medie viene coperto con un variabile da 500 pF ed un'induttanza di 200 μH.

I principali vantaggi offerti dai circuiti a resistenza negativa sono due: 1° L'induttanza L non abbisogna di alcuna presa intermedia; 2° L'innesco delle oscillazioni è controllabile mediante il volmetro Vg che dà la misura della bontà del circuito oscillante in prova.

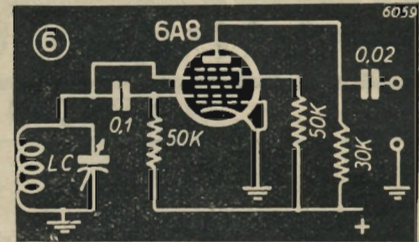
In fig. 5 è riportato il circuito di fig. 4 adattato per l'alimentazione con *CA* raddrizzata. I due potenziometri da 500 e da 200 Ω vengono regolati in sede di taratura in modo da avere le tensioni prescritte.

Circuito transitron utilizzante un pentodo 6K7. Anche qui l'alimentazione è effettuata a batterie.

Si noti come il partitore, di valore notevolmente basso assorbe ben 75 mA da solo; esso dovrà quindi dissipare un totale di 12 watt.

In fig. 6 si vede un altro tipo di circuito *transiton* per il quale non è prevista la regolazione della tensione base di griglia; in queste condizioni evidentemente non è possibile eseguire il paragone di circuiti oscillanti. Il circuito tuttavia presenta interesse quale oscillatore di alta o bassa frequenza per induttanze a due prese.

Passati così in rassegna alcuni tipi di oscillatori a resistenza negativa passiamo a vedere come può essere eseguita la misura della resistenza dinamica.

Ecco come il circuito dell'oscillatore transitron di fig. 4 può essere modificato per l'alimentazione in C.A.

Misura della resistenza dinamica. — Posto fra *A* e *B* del circuito di fig. 5 un circuito oscillante e portata verso l'interdizione la valvola si vuoterà il potenziometro sino ad ottenere l'innesco delle oscillazioni; esso potrà essere controllato con un radioricevitore a reazione o super munito dell'oscillatore locale.

E' pacifico che tanto più bassa sarà la resistenza dinamica di un circuito oscillante tanto minore sarà anche in valore assoluto il potenziale base da applicare alla griglia per aversi l'innesco delle oscillazioni; è altrettanto chiaro che dal valore della Vg applicata si può avere un'idea sufficientemente approssimata del valore della Rd del circuito oscillante in esame procedendo col sistema del confronto. Fra i sistema più o meno complessi atti a far conoscere il valore effettivo dalla Rd abbiamo scelto quello che ci sembra il più appropriato per l'autocostruttore.

Altro transitron, utilizzante la 6A8; il circuito così semplificato non è adatto per la misura Rd, tuttavia trova impiego quale normale oscillatore di alta e bassa frequenza.

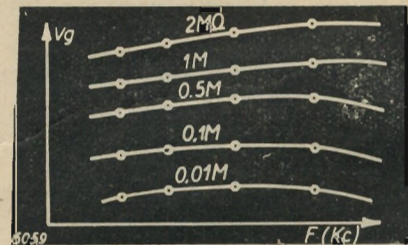
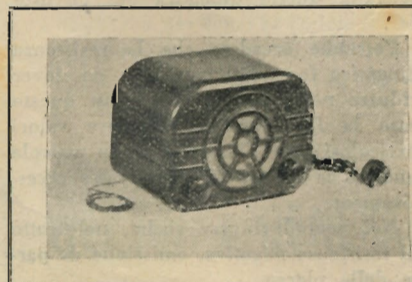
Ci si dovrà anzitutto provvedere di un circuito oscillante di ottima qualità che verrà tarato per la frequenza.

Ponendo quindi in derivazione a detto circuito oscillante di ottima qualità che verrà tarato per la freqnuenza.

Ponendo quindi in derivazione a detto circuito oscillante successivamente delle resistenze da circa 2 MΩ a 10 KΩ si potrà eseguire un grafico analogo a quello della fig. 7 dove, mentre in ascisse sono segnati i valori di frequenza, in ordinate si hanno i valori di Vg corrispondenti all'innesco delle oscillazioni.

Evidentemente i componenti del circuito oscillante, devono essere di ottima qualità perchè in caso contrario non si potrebbe giungere alla misura di elevati valori della Rd.

Grafici del genere possono essere effettuati per qualunque frequenza.

Fra *A* e *B* si può inoltre collegare in unione al circuito oscillante *LC* qualunque altro organo di cui si voglia conoscere il comportamento all'*AF*.

Esempio di grafico eseguito ponendo in derivazione ad un circuito oscillante campione delle resistenze antinduttive di valore noto.

ESEMPIO DI CALCOLO DI UN TRASFORMATORE D'USCITA CLASSE A

Note di R. Sellari

6073/1

DATI

Valvola 6L6:

Resistenza di carico . . .	R_c = 2500 Ω
Potenza d'uscita	6,5 W
Corrente anodica . . .	I_a = 72 mA

Altoparlante:

Impedenza bobina mobile .	Z_b = 7 Ω

I dati di cui sopra si ricavano dalle usuali tabelle di dati per valvole edite dalle case costruttrici.

Per l'altoparlante l'impedenza della b. m. si calcola moltiplicando per 1,5 il valore della resistenza in ohm della bobina mobile.

* * *

Prima di iniziare la costruzione ed il calcolo di un trasformatore d'uscita, è bene cercare di stabilire il tipo di lamierino da impiegare, perchè se accade che l'ingombro degli avvolgimenti risulti superiore all'apertura utile della finestra del lamierino, gli avvolgimenti non potranno essere contenuti. Bisognerà allora scegliere un altro lamierino di dimensioni più appropriate e rifare parte del calcolo. Si deve pure tenere presente il caso contrario e cioè bisogna avere cura di evitare che le finestre del lamierino risultino poco riempite. Gli avvolgimenti devono essere bene contenuti ad avere la minor « aria » possibile nella finestra del lamierino. Anche in questo caso, come nel precedente, se la finestra risultasse troppo ampia, bisognerà scegliere un altro lamierino più adatto a rifare parte del calcolo.

Quanto detto sopra è la parte più critica di tutto il calcolo del trasformatore per chi si accinge ad eseguirlo per le prime volte; in seguito, siccome si noterà una relazione molto evidente fra il tipo di lamierino e la potenza del trasformatore, la pratica insegnerà a scegliere a prima vista il lamierino più idoneo.

Nel calcolo che si svilupperà in seguito, in questa nota, è stato scelto un lamierino dalle seguenti dimensioni:

$$
\begin{aligned}
S = 37 \times 17 + &= 630 \\
+ 8{,}5 \times 37 \times 2 + &= 629 \\
+ 8{,}5 \times 54 \times 2 &= 920 \\
\hline
&\ \ 2179 \text{ mm}^2
\end{aligned}
$$

arrotondabili a cm² 22.

$$l_f = 2(a + b + m) =$$
$$2(17 + 10 + 37) = 12{,}8 \text{ cm}$$
$$\text{Superficie finestra} = 37 \times 10 = 3{,}7 \text{ cm}^2$$

Come punto di partenza è necessario stabilire la frequenza f_1 di taglio alle frequenze più basse della gamma acustica.

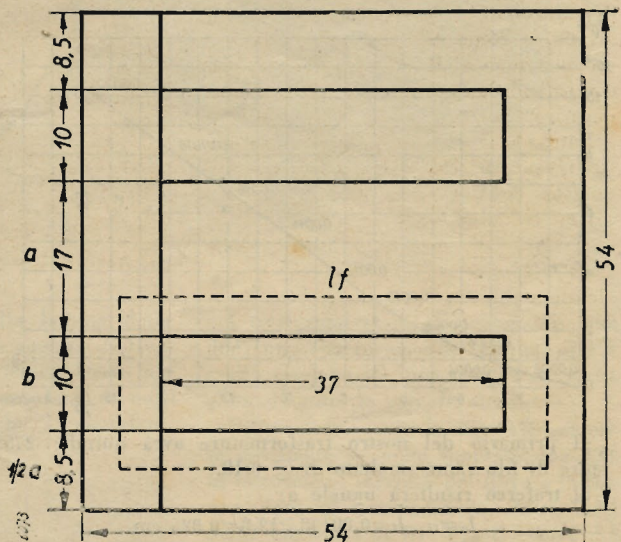
Si può trascurare invece, per un calcolo sommario e pratico come è il carattere di quello illustrato in questa nota, la frequenza f_2 di taglio alle frequenze più alte della gamma acustica, perchè in generale, i trasformatori d'uscita rispondono senza apprezzabile attenuazione sino a f_2 6000÷8000 Hz; più che sufficienti per un ottimo responso acustico.

In questo calcolo f_1 è stata fissata al valor minimo di 25 Hz ed f_2 è stata trascurata. Risultati pratici hanno dimostrato come il rendimento del trasformatore così calcolato sia ottimo e non ci si è spostati da questi dati.

Ed ora ecco il calcolo, sviluppato il più elementarmente possibile, senza molte considerazioni e spiegazioni spesso non necessarie per la pratica realizzazione.

Fissiamo in primo luogo il valore d'induttanza L in Henry nel nostro trasformatore tenendo conto che è f_1=25 Hz:

$$L = \frac{R_c}{2\pi f} \quad \text{cioè} \quad L = \frac{2500}{6{,}28 \cdot 25} = \frac{2500}{157} = 15{,}9 \text{ H}$$

R_c = Resistenza di carico della valvola.

Indichiamo con:

V = volume del ferro in cm³ necessario per la potenza in watt erogata dalla valvola;

h = pacco del ferro in cm;

S = superficie del lamierino usato, espressa in cm²;

l_f = lunghezza del circuito magnetico.

Potremo ricavare i seguenti dati costruttivi:

V è dato dal prodotto del numero fisso 9,3 per la potenza in watt erogata dalla valvola:

nel nostro caso: $9{,}3 \times 6{,}5 = 61$ cm³;

h è dato dal quoziente di $\frac{V}{S}$:

nel nostro caso: $\frac{61}{22} = 2{,}8$ cm

l_f è il risultato dell'addizione degli addendi qui sotto elencati e formanti il circuito magnetico, moltiplicata per 2:

nel nostro caso: $2(17+10+37) = 12{,}8$ cm.

Ora, in base al grafico qui allegato ed ai dati in nostro possesso possiamo stabilire il traferro ottimo e il numero di spire del trasformatore.

Con una corrente I_a di 72 mA circolante nel primario, otteniamo:

$$\frac{LI^2}{V} = \frac{15 \cdot 9(72 \cdot 10^{-3})^2}{61} = 0{,}001 \text{ (cioè } 10 \cdot 10^{-4}).$$

E, interpolando lungo la curva otteniamo:

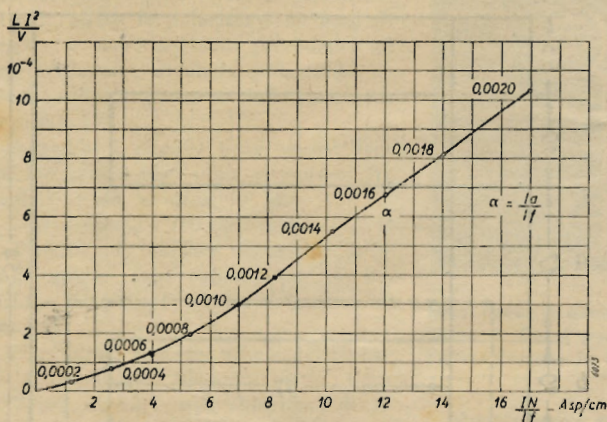
$$\alpha = \frac{l_a}{l_f} = 0{,}00198.$$

In corrispondenza a questo valore di ordinata otteniamo dal grafico citato:

$$\frac{I \cdot N}{l_f} = 16{,}6.$$

Dalla prima di queste, otteniamo facilmente il numero di spire primarie:

$$N_p = \frac{I \cdot N}{l_f} \times \frac{l_f}{I} = 16{,}6 \times \frac{12{,}8}{0{,}072} = 2755 \text{ spire.}$$

Da una tabella per ∅ di fili di rame smaltato, considerando un carico di 3 A/mm² si ricava, per 2 mA, un ∅ di 0,18 mm.

Il primario del nostro trasformatore avrà quindi: 2755 spire di filo rame smaltato di ∅ 0,18.

Il traferro risulterà uguale a:

$$l_a = \alpha \cdot l_f = 0{,}00198 \cdot 12{,}8 = 0{,}025 \text{ cm.}$$

Bisognerà perciò isolare i lamierini nella loro parte frontale con carta di cm. 0,025 (arrotondato).

Le spire del secondario N_s si ricavano dividendo le spire del primario per il rapporto di trasformazione, il quale rapporto si ricava dalla seguente espressione:

n = rapporto di trasformazione

$$n = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

ove: Z_p=Impedenza di carico del primario; Z_a=Impedenza di carico del secondario.

Nel nostro caso:

$$n = \sqrt{\frac{2500}{7}} = 19{,}8.$$

Quindi:

$$N_s = \frac{2755}{18{,}9} = 146 \text{ spire.}$$

Il ∅ del filo del secondario sarà uguale al prodotto del ∅ del filo del primario per la radice quadrata del rapporto di trasformazione e cioè:

$$\varnothing s = \varnothing p \sqrt{n}$$

cioè:

$$0{,}18 \quad 18{,}9 \sqrt{0{,}75} \text{ mm.}$$

Sempre dalle citate tabelle per fili di rame possiamo ricavare i dati di ingombro, e precisamente che per un ∅ di 0,18 mm sono contenute 2500 spire per cm² dalle quali toglieremo il 20% quale margine di inesattezza nell'avvolgitura, ed otterremo così 2000 S_p/cm².

Quindi, facendo il reciproco di 2000 S_p/cm² avremo un coefficiente che ci servirà a calcolare l'ingombro delle 2755 spire a noi necessarie:

$$1 : 2000 = 0{,}0005$$

$$0{,}0005 \cdot 2755 = 1{,}40 \text{ cm}^2 = \text{ingombro del primario.}$$

Per il secondario, composto di 146 spire di filo di ∅ 0,75, col medesimo procedimento usato per il primario avremo: dalla tabella, ∅ 0,75=164 sp/cm², dedotto il 20% restano 132 sp per cm²; quindi:

$$1 : 132 = 0{,}0075$$

$$0{,}0075 \cdot 146 = 1{,}08 \text{ cm}^2.$$

L'ingombro totale del primario e del secondario sarà perciò:

$$1{,}40 + 1{,}08 = 2{,}48 \text{ cm}^2.$$

Questo valore andrà aumentato del 50% per tenere conto dell'ingombro dovuto all'isolamento tra gli strati che andrà fatto con carta oleata di opportuno spessore (circa 0,04 mm per il primario e 0,1 mm per il secondario), nonchè dell'ingombro dell'isolamento tra primario e secondario che dovrà avere lo spessore di 0,5÷1 mm e infine di quello del cartoccio.

La finestra del lamierino impiegato ha una superficie di mm 37×10 pari a mm² 370, cioè cm² 3,70, perfettamente corrispondenti a quelli calcolati.

★

N.B. - Per la tabella dei ∅ dei fili qui citati, vedi radiotecnica Montù, volume 3°.

TRASMETTITORE 100 WATT

PER 20 - 40 e 80 METRI

di I1AB

Argentina - Brasile - Columbia - Cuba - Equador - Costarica - Guatemala - Venezuela - Uruguay - Cile - Egitto - Marocco - Francia - Belgio - Inghilterra - Norvegia - Svezia - Olanda - Romania - Grecia - Jugoslavia - Austria - Tutta l'Italia, ecc.

Ecco i DX che questa stazione ha permesso di effettuare in fonia in breve volgere di tempo con controlli ottimi per QRK, QSA e qualità di modulazione.

100 watt input è la potenza massima che verrà molto prababilmente consentita dal regolamento italiano. S'intende che questi 100 watt riguardano esclusivamente lo stadio finale di potenza di AF e vengono ricavati, come insegna Ohm, moltiplicando la tensione per la corrente anodica.

Ammettendo un rendimento del 70% la resa di AF si aggirerà quindi sui 70 watt; fin troppo!

CIRCUITO

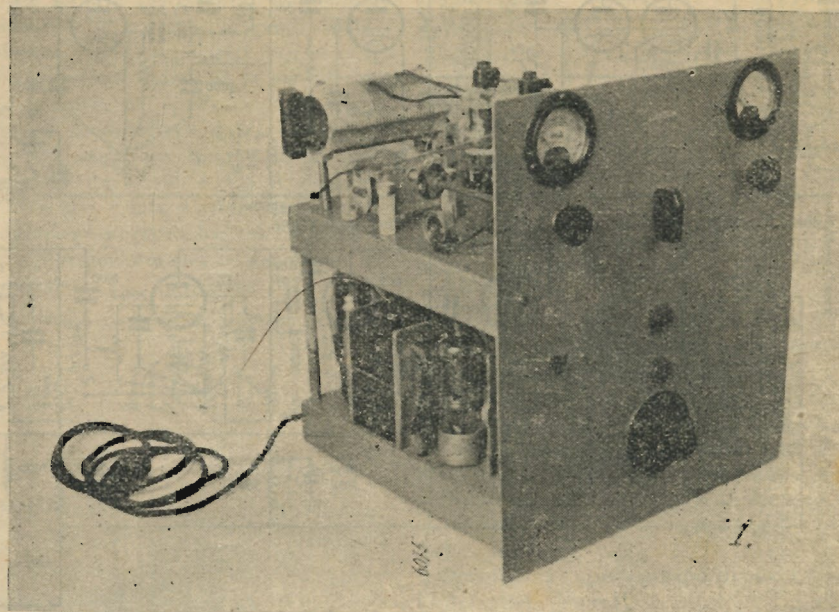
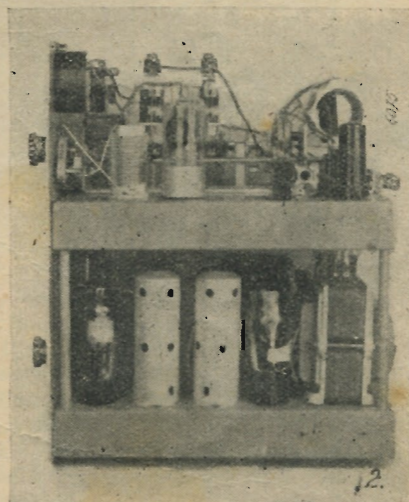
Il complesso costituito dall'alimentatore, dal modulatore e dal trasmettitore vero e proprio consta di 14 valvole: 4 raddrizzatrici, 6 amplificatrici di BF, 4 trasmittenti.

Particolare interessante è il cambio gamma, che viene ottenuto in pochi secondi mediante un robusto commutatore in frequenta.

Esaminando il circuito notiamo: una oscillatrice 6V6 a cristallo che lavora sui 3,5 Mc con un circuito provvisto di reazione che permette l'uso di qualunque cristallo, anche poco attivo; accordo dell'oscillatore ottenuto mediante regolazione di nucleo ferromagnetico.

Il segnale ad AF viene di qui trasferito capacitivamente sul secondo stadio che funziona da separatore quando la stazione è accordata sui 3,5 Mc e da duplicatore quando la stazione è accordata sui 7 o sui 14 Mc. In quest'ultimo caso una sezione del commutatore provvede al corto circuito di parte della bobina. Particolari degni di rilievo sono la bassa capacità del condensatore, di accordo e l'elevato valore della resistenza di griglia che consentono un buon funzionamento dello stadio come duplicatore. Il PA, costituito da due 807 in parallelo può essere accordato sui 3,5, sui 7 o sui 14 Mc. Una sezione di commutatore provvede anche in questo caso al corto di parte dell'induttanza o all'inserimento di una capacità fissa in derivazione al circuito oscillante.

Una terza ed ultima sezione commuta la presa d'antenna sulla bobina della PA in dipendenza della gamma di lavoro. L'antenna prevista è una Hertz per 40 metri a discesa disaccordata, di note caratteristiche geometriche. Il modulato-

re è costituito da due preamplificatrici 6J7, da una 6C5, da una 6F6 e da due 807 montate in classe AB2 che, con 600 volt anodici ed un carico di 6660 ohm, possono fornire una potenza di BF di 80 watt. Questa potenza d'uscita è esuberante per il nostro TX, per il quale occorrono 50 watt; tuttavia una riserva di modulazione non costituisce un inconveniente, anche in previsione di un microfono a bassa uscita. In proposito facciamo presente che la profondità di modulazione rappresenta fattore decisivo per ottenere buoni risultati, specie in DX.

Per il volume ed il tono sono stati previsti due potenziometri coassiali uno dei quali — quello del tono — munito di interruttore.

L'alimentazione, abbiamo visto, è ottenuta con quattro valvole.

I trasformatori di alimentazione sono due: uno che fornisce le tensioni al PA e alle modulatrici (600 volt), l'altro che alimenta tutte le valvole piccole.

Nel primo — data la notevole corrente circolante — sono montate due 5Z3 in parallelo; l'ingresso del filtro è induttivo dato il montaggio in classe AB2 delle due finali di BF. Fra il centro del trasformatore di AT e la massa è disposto un interruttore che serve a togliere la tensione anodica quando si passa in ricezione. Inoltre questo interruttore permette di evitare pericolose tensioni di punta all'atto dell'accensione del complesso.

Il secondo alimentatore è costituito da un trasformatore che fornisce una tensione di 2×350 volt con 100 mA; la raddrizzatrice è in questo caso una 5Y3.

La quarta raddrizzatrice è una 6C5 che fornisce la polarizzazione fissa alle griglie delle due modulatrici; allo scopo è effettuata una presa sul secondario del trasformatore. Il filtraggio è ottenuto mediante una resistenza da 1500 ohm e due capacità, da 12 μF a monte e 70 μF a valle del filtro. L'uscita di questo alimentatore è caricata con una resistenza il cui valore non deve essere in ogni caso maggiore di 100[illegible] ohm.

MONTAGGIO

Il tipo di montaggio da noi prescelto è quello visibile dalle foto, su due telai sovrapposti che comprendono sia il

modulatore che gli alimentatori che la parte di AF.

A quest'ultima è dedicato interamente il telaio superiore.

I due telai sono fra loro uniti da quattro tubi nell'interno dei quali vengono incanalati i conduttori di collegamento fra i due telai.

Frontalmente c'è un pannello sul quale sono localizzati tutti i comandi. Mentre i due telai sono in lamiera di ferro da 1,5 mm, il pannello frontale è di alluminio da 3 mm.

I comandi sul pannello frontale sono i seguenti:

a) potenziometro volume-tono e interr. generale;

b) due gemme;

c) interruttore anodica;

d) commutatore di banda;

e) sintonia separatore;

f) sintonia finale;

g) due milliamperometri, da 100 e 300 mA.

Posteriormente, sul telaio inferiore, troviamo:

a) uno zoccolo octal dal quale si possono ricavare le tensioni per eventuali sintonizzatori o preamplificatori per microfoni elettrostatici;

b) una presa per microfono piezoelettrico;

c) una presa per diaframma praticata sulla griglia della seconda preamplificatrice;

d) una presa per la cuffia per il controllo della modulazione;

e) una presa per il tasto disposta in derivazione all'interruttore posto sul negativo;

f) il cambio tensioni rete.

Le foto mostrano con evidenza come siano stati disposti sui due telai i vari componenti.

Riteniamo superfluo raccomandare di usare nel montaggio componenti di ottima qualità in quanto che i risultati saranno proporzionali alla qualità del materiale impiegato.

Così nei circuiti di AF gli zoccoli, i supporti per le bobine, il commutatore, i variabili saranno tutti di frequenta o isolati con tale materiale. I condensatori saranno del tipo a mica e di proporzioni adeguate alla corrente circolante e alla tensione presente. I collegamenti verranno eseguiti con filo argentato o stagnato di almeno 1 mm di spessore e si eviteranno parallelismi e promiscuità pericolose.

Il modulatore sarà anche lui oggetto di attente cure poichè potrebbero facilmente introdursi del ronzio o del motorboating. Si cureranno quindi le prese di massa, il disaccoppiamento delle due preamplificatrici e si userà per i collegamenti di griglia e di placca del cavetto schermato che verrà accuratamente collegato a massa. I condensatori di blocco verranno collegati con l'armatura esterna verso massa.

Per evitare fenomeni di rivelazione dell'AF che eventualmente si fosse introdotta nell'amplificatore nel nostro caso ciò è improbabile) si collegherà fra griglia e massa di ciascuna valvola un condensatore a mica di circa 200 pF. Eventualmente si potrà disporre in serie al microfono un filtro a pigreco costituito da un'impedenza di AF e a due condensatori da 2-300 pF verso massa.

MESSA A PUNTO

Diremo qui sotto della messa a punto della parte di AF che verrà iniziata dallo stadio pilota.

Questo, qualunque sia la frequenza di lavoro del trasmettitore, resterà sempre accordato sui 3,5 Mc. Si eseguirà l'accordo variando la posizione del nucleo ferromagnetico fino ad ottenere la minima corrente anodica. Si avrà la precauzione di eseguire quest'operazione con il quarzo di frequenza più bassa in modo che cambiando quarzo l'oscillatore risulti sempre accordato.

Si passerà quindi al secondo stadio, costituito dalla 6T separatrice. L'accordo, per cui è prevista una variabile da 40 pF, è controllabile con un milliamperometro posto sul circuito anodico, che segnerà in corrispondenza dell'accordo un minimo. La sezione del commutatore di banda cortocircuiterà circa i 2/3 delle spire per il funzionamento sui 7 e sui 14 Mc, mentre sui 3,5 Mc verrà lasciata la bobina intera. Il punto esatto sulla bobina per il cortocircuito verrà trovato aiutandosi con una lampada al neon e con il milliamperometro anodico.

Il finale verrà anzitutto messo a punto con la modulazione a zero e senza an-

tenna; sarà opportuno disporre sul circuito di griglia un milliamperometro da circa 15 mA. Per il funzionamento sui 3,5 Mc una sezione del commutatore di banda inserisce in derivazione al circuito oscillante del PA un condensatore fisso da 200 pF, del tipo per trasmissione; per il funzionamento sui 7 Mc il circuito oscillante rimane unicamente costituito dall'induttanza L e dal condensatore di accordo. Per i 14 Mc infine viene cortocircuitato un pezzo dell'induttanza (circa 2/3); in queste condizioni lo stadio funziona da duplicatore.

L'accordo di questo stadio verrà eseguito come s'è detto per il separatore; se la capacità da 200 pF risultasse eccessiva la si disporrà in derivazione solo ad una parte dell'induttanza L.

Ciò fatto si passerà all'accoppiamento aereo per le diverse bande; una terza ed ultima sezione di commutatore provvede ad accoppiare l'aereo nella posizione più appropriata, trovata in sede di messa a punto.

La presa d'antenna verrà spostata, a partire dal lato freddo, sull'induttanza L fino a che la corrente anodica delle due 807 sia salita a 180-190 mA. Contemporaneamente la corrente di griglia delle medesime valvole si aggirerà sugli 8 mA.

Si controllerà quindi se la modulazione è positiva, nel quale caso ad incrementi di modulazione dovrà corrispondere una maggiore luminosità di una lampadina da 2,5 V e 0,3 A disposta in serie alla calata d'aereo; in caso di modulazione negativa basterà invertire i capi del secondario del trasformatore di modulazione. ✶

UN SEMPLICE PONTE

di R. P.

6054/3.

Il ponte che descriviamo non rappresenta una novità inquantochè è derivato da modelli classici. Esso si presta alla misura di resistenze, capacità e del rapporto di trasformazione e può essere realizzato con modica spesa, costituendo così il primo passo verso strumenti di maggiore pretesa.

Il circuito è quello di fig. 1.

L'alimentazione è fatta con corrente alternata a frequenza rete, generalmente 42 o 50 periodi. La tensione viene applicata tramite un trasformatore con un secondario di una trentina di volts ai cui estremi è derivata una *terra di Wagner*, cioè un potenziometro il cui cursore è collegato a terra. Questo dispositivo consente un corretto bilanciamento verso massa delle capacità residue del ponte e quindi una più agevole misura specie delle capacità più basse. Diremo più oltre come vada messa a punto la terra di Wagner.

Il potenziometro per la misura ha una resistenza di 1000 ohm ed ai suoi estremi sono collegate due resistenze da 100 ohm ciascuna che limitano i rapporti fra 0,1 e 10. La scala di questo potenziometro avrà in questo caso l'aspetto di cui alla fig. 2.

Una serie di cinque resistenze antinduttive costituiscono i campioni per la misura della resistenza: esse saranno accuratamente scelte e dovranno avere una tolleranza massima del ±1%.

Anche la precisione dei quattro condensatori di paragone dovrà essere compresa in questi termini.

Un selettore a 11 posizioni permette di scegliere rapidamente la portata desiderata; alla posizione libera corrisponde quella di « ponte aperto » con la quale si effettua la misura del rapporto di trasformazione o si adoperano dei campioni esterni.

Un'altra posizione permette di con-

trollare l'azzeramento del ponte; allo scopo si preme il pulsante e, senza inserire fra i morsetti alcun organo, si controlla se si ha il silenzio in corrispondenza del rapporto 1. In caso contrario vuol dire che il bottone del rapporto è scivolato sul proprio asse.

Una resistenza da 2000 ohm, 3 Watt, ed un potenziometro da 10000 ohm a filo consentono di regolare il volume e nello stesso tempo limitano la corrente circolante quando si misurano bassi valori resistivi.

Coassiale a questo potenziometro è l'interruttore generale.

Una volta montato il ponte esso dovrà andare bene senz'altro e allora si procederà alla taratura avvalendosi di alcune resistenze di valore esattamente noto. Quest'operazione verrà eseguita su una sola scala e sarà valevole naturalmente anche per tutte le altre portate ohmiche, capacitive e per la misura del

rapporto di trasformazione. Naturalmente ogni organo da misurare dovrà essere inserito nei corrispondenti morsetti.

La terra di Wagner verrà regolata nel modo seguente. Posto un condensatore ai morsetti *Cx* si azzera il ponte al modo solito. Si regola quindi il potenziometro della terra di Wagner si perfeziona il silenzio al massimo grado. Ciò fatto questo potenziometro non verrà più toccato: naturalmente esso verrà sistemato nell'interno dell'apparecchio.

Come rivelatore si adopererà una cuffia o meglio ancora la bassa frequenza di un ricevitore. ✶

SULLA RADIODIFFUSIONE CON MODULAZIONE DI FREQUENZA

di N. Callegari

6078

E' fuori dubbio che in questo dopo guerra, nel quale ognuno si attendeva chissà quali meravigliosi perfezionamenti o invenzioni rivoluzionarie nel campo della radio per uso civile, l'attenzione dei tecnici si è orientata quasi esclusivamente allo studio delle possibilità pratiche di sostituire il sistema di radiodiffusione con modulazioni di ampiezza con quello a modulazione di frequenza.

Attualmente molti laboratori all'estero ed in Italia si stanno occupando del problema ma del loro lavoro non è ancora dato di conoscere molto. Il parere dei tecnici è in generale favorevole alla modulazione di frequenza, tuttavia non si può fare a meno di rilevare che per la sostituzione di questo sistema all'altro, si incontrano difficoltà, di ordine economico e psicologico gravissime, per cui sarebbe erroneo pensare ad un prossimo mutamento in tale senso. Inoltre non si può trascurare che buona parte dell'entusiasmo destato dalla modulazione di frequenza va attribuito a particolari di applicazione ad essa estranei, quali l'uso delle onde ultracorte ecc., che consentono risultati, sotto alcuni aspetti, nettamente superiori a quelli della normale ricezione ad onde medie con modulazioni di ampiezza.

La modulazione di frequenza non è affatto una cosa nuova, essa data da un decennio, da una comunicazione del noto fisico Armstrong sulla rivista « Proceding of the IRE » del maggio 1936.

Faccio però rilevare agli assidui lettori della rivista « L'antenna » che esattamente nel n. 6 del mese di marzo del 1936 ossia due mesi prima, lo scrivente pubblicava un articolo dal titolo « Due sistemi di modulazione » (pag. 197) in cui descriveva un impianto elementare, costituito da un trasmettitore e da un ricevitore, funzionanti col sistema della modulazione di frequenza, e ne illustrava in pari tempo il principio di funzionamento e le caratteristiche.

Comunque, la modulazione di frequenza, dopo aver dormito per un decennio torna ora alla ribalta dell'interesse dei tecnici e speriamo, questa volta rimanervi.

Tutti ormai sanno in che cosa consiste la modulazione di frequenza; si tratta di agire con la modulazione non già sull'ampiezza di un'onda portante, bensì sulla sua frequenza in modo che lo scarto di frequenza sia proporzionale al valore istantaneo del segnale di bassa frequenza modulatore (1).

Nel ricevitore è naturalmente previsto un organo che converte le variazioni di frequenza in variazioni di tensione generando così il segnale di bassa frequenza che vi era amplificato e che azionerà l'altoparlante. Tale organo, che chiamavo nel 1936 « rivelatore di frequenza » è noto oggi, perfezionato, col nome di « discriminatore ».

Le caratteristiche favorevoli della modulazione di frequenza si possono riassumere nelle seguenti:

1) Non esiste più il vincolo della profondità di modulazione, a tutto vantaggio della qualità e del fruscio.

2) Possono essere trasmesse frequenze di modulazione assai più elevate che con l'altro sistema ciò che consente una eccellente fedeltà.

3) L'ampiezza del segnale di A F è costante ed è quindi possibile disporre nel ricevitore di un limitatore di ampezza che tagli tutto quanto eccede da esso. Tali eccedenze sono esclusivamente dovute agli impulsi dei disturbi che il ricevitore capta forzatamente insieme al segnale, cosicchè la loro eliminazione porterebbe alla soppressione degli effetti dei disturbi stessi.

Ma guardiamo ora al rovescio della medaglia ossia quali sono le difficoltà che si frappongono ad un efficace impiego di questo sistema di modulazione ed i risultati a cui questa può dare effettivamente luogo.

1) Prima di tutto è necessario che tanto il trasmettitore che il ricevitore possiedano una notevole stabilità sulla frequenza centrale (quella cioè che si ha in assenza di modulazione) perchè eventuali dissintonie si traducono in distorsioni di ampiezza nel ricevitore, con la comparsa di forti percentuali di armoniche (in particolare della 2ª). Ciò implica una certa complessità dei circuiti.

2) Si è dimostrato che per ottenere risultati soddisfacenti occorre poter far variare la frequenza dell'onda portante di 75 kHz, ciò porta evidentemente alla necessità di limitare enormemente il numero delle stazioni che possono trasmettere entro una determinata banda di frequenze.

Nella gamma delle onde medie, per esempio, è disponibile in tutto una banda di 1000 kHz (da 500 a 1500 kHz). è chiaro che in essa potrebbero prendere posto solo 7 stazioni funzionanti a modulazione di frequenza. L'impiego in in onde medie è quindi escluso rimanendo invece possibile quella in onde corte ed ultracorte in cui le bande disponibili sono infinitamente più ampie.

3) L'impiego della M. di F. è dunque limitato alle sole O C ed U C, ciò, mentre reca dei vantaggi quali la ricezione quasi esente da disturbi atmosferici ed industriali, obbliga a trasmissioni di portata molto limitata (dell'ordine di quella ottica).

I vantaggi attribuiti alla M. di F. da chi ha assistito a comunicazioni con tale sistema, consistenti nella stabilità (assenza di evanescenza) e nella mancanza di disturbi, sono in gran parte dovuti alle caratteristiche delle Onde U C e non della M. di F.

4) L'efficacia del limitatore di ampiezza nel ricevitore è poi assai discutibile, essa è notevole per impulsi di disturbo stretti ed isolati nel tempo (scariche di accensione nei motori a scoppio e simili) ma scarsissima per disturbi atmosferici intensi o per disturbi industriali molto fitti (a « cortina »). Infatti, il limitatore così come attualmente è realizzato, non può funzionare che con segnali di una certa ampiezza il che esclude il suo impiego nei primi stadi del ricevitore. Il disturbo fa quindi in tempo a sovraccaricare i primi stadi producendo delle soppressioni del segnale che causano un balbettamento nella ricezione. L'effetto può essere ancora più sensibile quando l'ampiezza e la forma del disturbo sono tali da azionare il regolatore automatico di sensibilità (il C.A.V.) del ricevitore. Si tenga infine presente che i disturbi sono quasi sempre anche modulati in frequenza in quanto costituiti da oscillazioni non sinussidali.

Esaminati così brevemente i principali vantaggi e svantaggi tecnici del sistema, rimane ora a vedere le difficoltà che si oppongono ad una rapida diffusione della modulazione di frequenza.

Attualmente, nel mondo, sono installati molti milioni di apparecchi radio riceventi funzionanti per modulazioni di ampiezza, essi sono quasi tutti sprovvisti di gamme d'onde ultracorte.

Questi ricevitori sono serviti da una rete di stazioni trasmittenti, pure modulate in ampiezza, numerose delle quali di potenza dell'ordine di 50-100 kW e più, che oltre al servizio regionale svolgono il servizio nazionale e continentale.

Per contro non esistono, almeno da noi, stazioni trsmittenti funzionanti per modulazioni di frequenza e, verosimilmente, non v'è alcun ente interessato a metterne in funzione per la radiodiffusione circolare dal momento che non esistono nè sul mercato nè presso utenti apparecchi riceventi funzionanti con tale sistema (2).

La limitata portata delle onde cortissime rende impossibile che per la ricezione delle emissioni modulate in frequenza avvenga quanto si verificò a suo

(1) Si legga in proposito il bel lavoro di G. Termini pubblicato dalla Casa Ed. « Il Rostro » nel 1943: « Modulazione di frequenza ».

(2) Ci è stato riferito che la R.A.I. ha posto in funzione a Milano una stazione trasmittente modulata in frequenza su circa 5 m. di lunghezza d'onda. E' questa una lodevole iniziativa di cui gli amatori potranno approfittare.

tempo per quelle a modulazione di ampiezza ossia che eventuali installazioni trasmittenti all'estero possono stimolare da noi la produzione ed il diffondersi di ricevitori particolarmente adatti alla modulazione di frequenza.

E' d'altra parte da tener presente che gli attuali ricevitori ad onde medie e corte non si prestano affatto per essere adattati o modificati per la ricezione di onde modulate in frequenza e che, anche qualora tale adattamento fosse possibile, esso non risolverebbe il problema perchè non potrebbe essere affidato che ai radio-riparatori le cui possibilità sono alquanto limitate e non certo paragonabili a quelle di aziende industriali.

Non si vuole dire con questo che la modulazione di frequenza non possa entrare nella pratica delle radio diffusioni ma che tale entrata può avvenire solo con estrema lentezza per cui sono da escludersi improvvise rivoluzioni del sistema delle radio audizioni attualmente in uso.

Pertanto, lo studio delle possibilità e la preparazione psicologica del pubblico dei radio amatori all'impiego del nuovo sistema di modulazione potrà formare l'oggetto di una feconda attività di quei pionieri, di quei volontari, tanto misconosciuti per il passato dalle nostre autorità: dei nostri dilettanti, che pur tanta parte ebbero nello sviluppo iniziale della radio nel nostro Paese e molta ancora ne potranno avere in questa svolta del sistema di radio-diffusione.

★

VALVOLE EUROPEE "SERIE U"

a 100 mA per CC e CA

a cura di S. Sirola

Nelle tabelle che seguono sono stati in generale usati i seguenti simboli.

Tensione anodica	*Va*
Tensione alimentare	*Vb*
Tensione negativa di griglia	Vg_1 o *Vg*
Tensione di griglia schermo	Vg_2
Tensione di uscita efficace	Vo_{eff}
Tensione d'ingresso efficace	Vg_{1eff}
Tensione C.A.V.	*VR*
Corrente anodica	*Ia*
Corrente in griglia di schermo	Ig_2
Potenza di uscita	*Wo*
Carico anodico	*Ra*
Resistenza interna	*Ri*
Resistenza catodica	*Rk*
Resistenza equivalente di rumore	*Raeq*
Pendenza	*S*
Amplificazione	$\mu g_1 g_2$
distorsione totale in per cento	d_{tot}

* * *

UBL1

fig. 1 fig. 2

La UBL1 è un doppio diodo-pentodo finale ad alta pendenza (con *Va*=200 V, *S*=7,7 mA/V) e le due sezioni hanno il catodo in comune. Per non avere ronzio di alternata è necessario che la sensibilità della B.F. sul diodo rivelatore non sia superiore a 24 mV con il controllo di volume al massimo. Facendo uso di controreazione, l'amplificazione di B.F. tra diodo rivelatore e griglia della finale può essere anche superiore a 15 volte, ma è necessario controreazionare in modo che la sensibilità di B.F. non superi i 24 mV.

Correnti di placca e griglia schermo in funzione della tensione negativa di griglia per Va=Vg_2 200 V, 185 V *e* 100 V.

ACCENSIONE E CAPACITÀ

Vf = 55V	If = 100 mA
$Cag_1 < 0,8$ µµF	$Cd_1a < 0,08$ µµF
$Cd_1k = 4,8$ µµF	$Cd_2a < 0,08$ µµF
$Cd_2k = 4,6$ µµF	$Cd_1g_1 < 0,05$ µµF
$Cd_1d_2 < 0,06$ µµF	$Cd_2g_1 < 0,05$ µµF
$C(d_1+d_2)g_1 < 0,1$ µµF	$C(d_1+d_2)a < 0,25$ µµF

VALORI LIMITE

Pentodo:

Va (a freddo)	= max 550 V
Va	= » 250 V
Wa	= » 1,1 W
Vg_2 (a freddo)	= » 550 V
Vg_2	= » 250 V
Wg_2 $(Vg_{1\,eff}=0)$	= » 1,6 W
Wg_2 (uscita max)	= » 2,8 W
Ik	= » 70 mA
Vg $(Ig_1=+0,3\ \mu A)$	= » −1,3 V
Rg_1k	= » 1 MΩ
Rfk	= » 20 KΩ
Vfk	= » 150 V

Diodo:

$Vd_1 = Vd_2$	= max 200 V
$Id_1 = Id_2$	= max 0,8 mA
Vd_1 $(Id_1=+0,3\ \mu A)$	= max − 1,3 V
Vd_2 $(Id_2=+0,3\ \mu A)$	= max − 1,3 V

Corrente anodica in funzione della tensione anodica con Vg_1 *come parametro e* $Vg_2=200$ V. *In questa figura ci sono segnate le rette di carico per la dissipazione anodica max di* 9 W (R=4.500 Ω) *e di* 11 W (R=3.500 Ω).

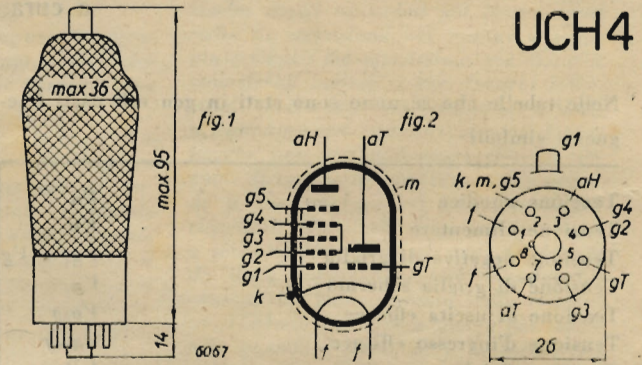
DATI D'IMPIEGO DELLA SEZIONE PENTODICA COME FINALE CL. A.

Va	100	185	200	200	V
Vg_2	100	185	200	200	V
Rk	150	150	260	185	Ω
Vg_1	-5	-10	-13	11,5	V
Ia	28,5	59	45	55	mA
Ig_2	4	8,5	6	7	mA
S	7	8.8	7,5	8,7	mA/V
Ri	25	23	28	20	kΩ
$\mu g_2 g_1$	11	11	11	11	
Ra	3	3	4,5	3,5	kΩ
Wo	1,05	5	4	5,2	W
d_{tot}	6.8%	10%	10%	10%	
Vg_{1eff}	3,3	7	6,4	7	V
$Vg_{1\,eff}$ per $Wo = 10mW$	0.6	0,5	0,5	0,5	V

La polarizzazione negativa di griglia deve essere ottenuta solo per mezzo di una resistenza di catodo. Si può usare la polarizzazione semiautomatica con una resistenza sul negativo dell'alimentatore, nel solo caso che la corrente erogata dall'alimentatore venga impiegata almeno per il 50 % nell'alimentazione della valvola stessa.

Distorsione totale e tensione alternata necessaria in griglia in funzione della potenza d'uscita per $Va=Vg_2=200$ V *per dissipazione anodica massima di* 11 W.

* * *

UCH4

UCH4 Triodo eptodo, zoccolo « Octal ».

Può essere usato come convertitore, amplificatore di MF e BF, e come invertitore di fase per pilotare un push-pull in classe *A* o *AB*.

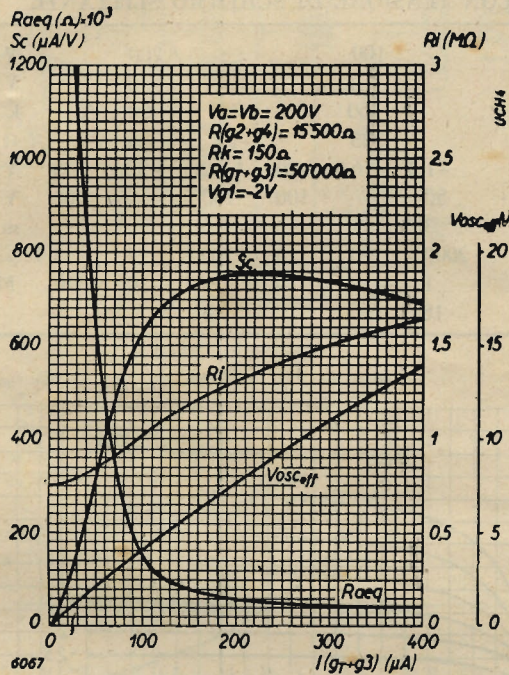
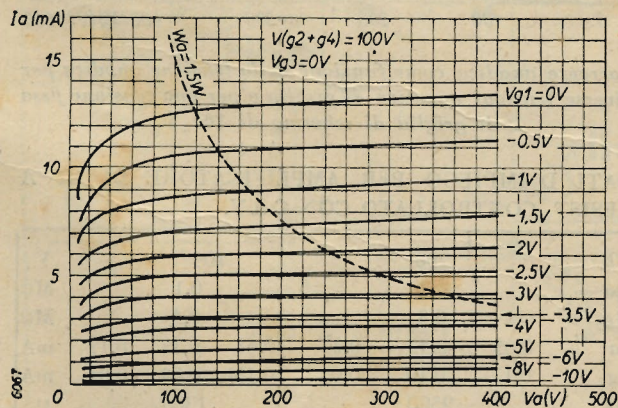
ACCENSIONE E CAPACITÀ

Vf	= 20V	If	= 100 mA
Cg_1	= 5,6 μμF	Cg_T	= 5,9 μμF
Ca	= 9,7 μμF	Ca_T	= 5,2 μμF
Cag_1	< 0,002 μμF	$Cg_T k$	= 2,8 μμF
$C\ (g_T + g_3)$	= 13,8 μμF	$C\ (g_T + g_3)\,a_E$	< 0,1 μμF
$Cg_T\,g_{1E}$	< 0,1 μμF	$C\ (g_T + g_3)g_{1E}$	< 0,25 μμF

DATI D'IMPIEGO DELL'EPTODO COME MESCOLATORE

Va		100			200		V
$R\ (g_2 + g_4)$ (res. in serie allo sch.)		15,5			15,5		kΩ
Rk		150			150		Ω
$R\ (g^T + g_3)$		50			50		kΩ
$I\ (g^T + g_3)$							μA
Vg_1	−1	95	−13,5	−2	190	26,5	V
Ia	1,5		—	3		—	mA
$V\ (g_2 + g_4)$	53		100	100		200	V
$I\ (g_2 + g_4)$	3		—	6,5		—	mA
Sc	600		6	750		7,5	μA/V
Ri	1		>10	1,2		>10	MΩ
$Raeq$	40		—	55		—	kΩ

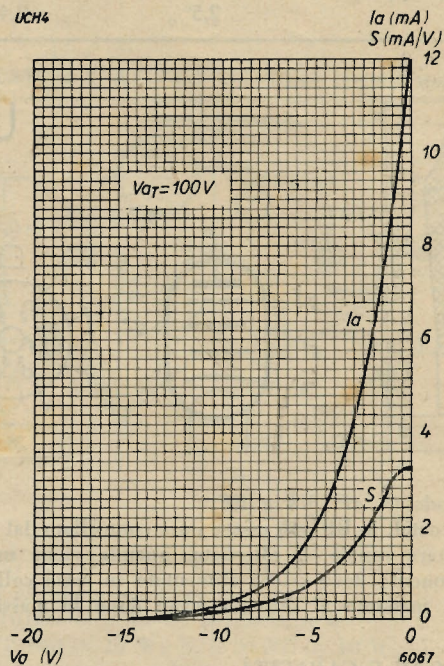
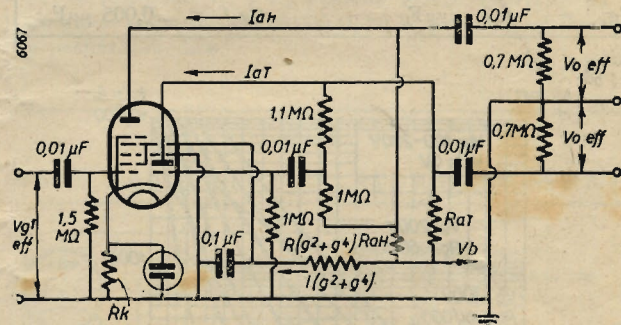
DATI D'IMPIEGO DELL'EPTODO COME AMPLIFICATORE DI MF

Va	100			200			V
Vg_3	0			0			V
$R(g_2+g_4)$	30			30			kΩ
Vg_1	-1	-13	-18	-2	-27	-35	V
$V(g_2+g_4)$	50	—	98	94	—	200	V
Ia	2,6	—	—	5,2	—	—	mA
$I(g_2+g_4)$	1,9	—	—	3,5	—	—	mA
S	2100	21	2,1	2200	22	2,2	μA/V
Ri	0,7	10	10	0,7	10	10	MΩ
$\mu g_2 g_1$	18	—	—	18	—	—	
$Raeq$	4,9	—	—	9	—	—	kΩ

Pendenza di mescolazione, resistenza interna, tensione oscillante e resistenza equivalente di rumore, con schermo alimentato attraverso 15.500 Ω da una sorgente di 200 V e con tensione di griglia $Vg_1 = -2$ V.

Corrente anodica della parte eptodo per diversi valori del negativo di griglia, per tensione di schermo =100 V e tensione di $G_3 = 0$V.

DATI D'IMPIEGO DEL TRIODO COME OSCILLATORE

Vb	100	200	V
Ra	28,5	28,5	kΩ
Va	57	100	V

(segue)

$R(g^T+g_3)$	50	50	kΩ
$I(g^T+g_3)$	95	190	μA
Ia	1,5	3,5	mA

Corrente anodica e pendenza della parte triodo in funzione della tensione di griglia per una tensione anodica di 100 V.

DATI D'IMPIEGO DEL TRIODO COME AMPLIF. DI BF

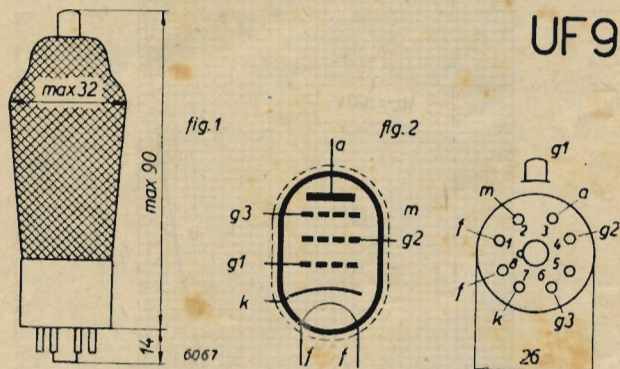
Vb	100	100	200	200	V
R_l	0,2	0,1	0,2	0,1	MΩ
Ia	0,37	0,68	0,8	1,5	mA
Vg	—1	—1	—2	—2	V
Amplific.	10	10,5	10	10,5	
Uscita BF	7,5	7,5	7,5	7,5	Veff
d_{tot}	6%	5,8%	2,8%	2,8%	

DATI D'IMPIEGO DEL TRIODO - EPTODO COME INVERTITORE DI FASE PER BF

Vb	200	100	V
Ra^E	0,2	0,1	MΩ
Ra^T	0,1	0,1	MΩ
$R(g_2+g_4)$	0,18	0,1	MΩ
Ia^H+Ia^T	2,1	1,3	mA
$I(g_2+g_4)$	0,8	0,65	mA

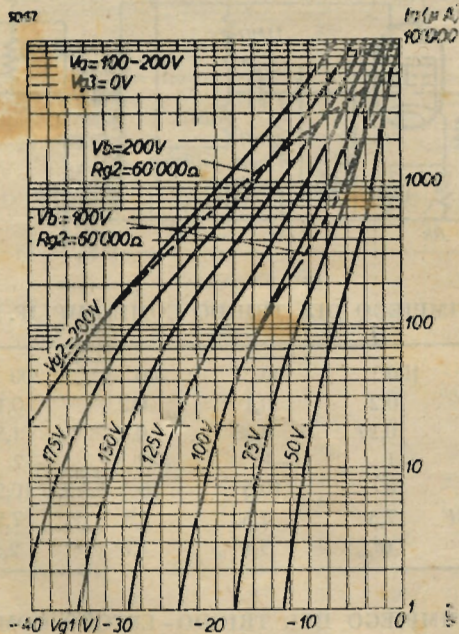
(segue)

Rk	700	500	Ω
$Vo^{e}ff$	10	10	Veff
Amplific. $\left(\frac{Vo^{e}ff}{Vg_1{}^{e}ff}\right)$	75	55	
d_{tot}	2,5%	2,4%	

UF9

UF9 pentodo di AF, MF e BF.

Zoccolo octal, in BF può essere pure controllato dal C.A.V. Per evitare ronzio di alternata, quando viene usato in BF, il filamento deve essere alimentato in serie colle altre valvole, al massimo al secondo posto dopo la massa.

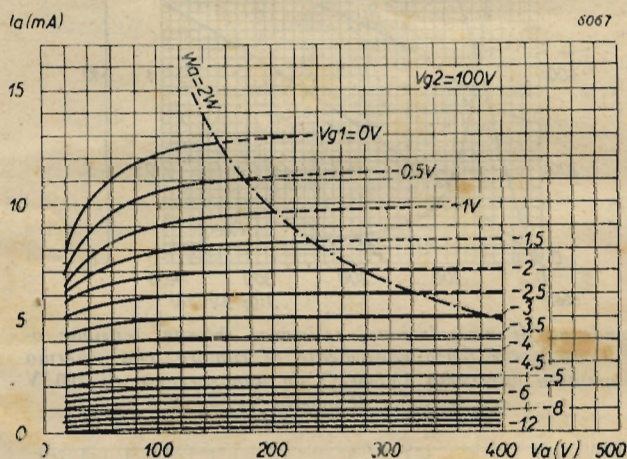
ACCENSIONE E CAPACITÀ

Vf =	12,6	V	If =	100	mA
Cag_1 <	0,002	μμF	Ca =	7,5	μμF
Cg_1 =	5,7	μμF	Cg_1f <	0,005	μμF

Corrente anodica in funzione della tensione negativa di griglia con la tensione di griglia schermo come parametro per Va=100-200 V *e* Vg₃=0V. *Le linee tratteggiate danno la variazione della corrente anodica durante la regolazione della valvola col C.A.V. nel caso dello schermo alimentato attraverso* 60 KΩ *da una sorgente di* 200 *o* 100 V.
Corrente anodica come funzione della tensione anodica per diverse tensioni negative di griglia e per una tensione fissa di griglia schermo di 100 V.

DATI D'IMPIEGO COME AMPLIFICATORE DI MF O AF CON TENSIONE DI SCHERMO FISSA

Va		100			200		V
Vg_3		0			0		V
Vg_2		100			100		V
Rk		325			325		Ω
Vg_1	−2,5	−16	−19,5	−2,5	−16	−19,5	V
Ia	6	—	—	6	—	—	mA
Ig_2	1,7	—	—	1,7	—	—	mA
S	2200	22	7	2200	22	7	μA/V
Ri	0,4	>10	>10	1,2	>10	<10	MΩ

DATI D'IMPIEGO COME AMPLIFICATORE DI MF O AF CON TENSIONE DI SCHERMO SLITTANTE

Va		100			200		V
Vg_3		0			0		V
Rg_2		60			60		kΩ
Rk		325			325		Ω
Vg_1	−1,3	16,5	−20	−2,5	−32	−39	V
Vg_2	50		100	100		200	V
Ia	3,2			6			mA
S	2000	20	5	2200	22	5,5	μA/V
Ri	1	>10	>10	1,2	>10	>10	MΩ
$\mu g_2 g_1$	18			18			

Corrente anodica come funzione della tensione anodica per diverse tensioni negative di griglia e per una tensione fissa di griglia di schermo di 100 V.

DATI D'IMPIEGO PER AMPLIFICATORE DI BF A RESIST. CONTROLLATO CON C.A.V.

Vb		200			100		V
Ra		0,2			0,1		MΩ
Rg_2		0,8			0,4		MΩ
Ia	0,65	0,42	0.25	0,61	0,33	0,17	mA
Ig_2	0,17	0,10	0,05	0,15	0,09	0,01	mA
Rk		2500			1300		Ω
$-VR$	0	10	20	0	5	10	V
$Vo\,ff$	88	17	8	72	15	6	
$Vg\,ff$	2%	4,3%	5,9%	0,83%	3,8%	6,2%	

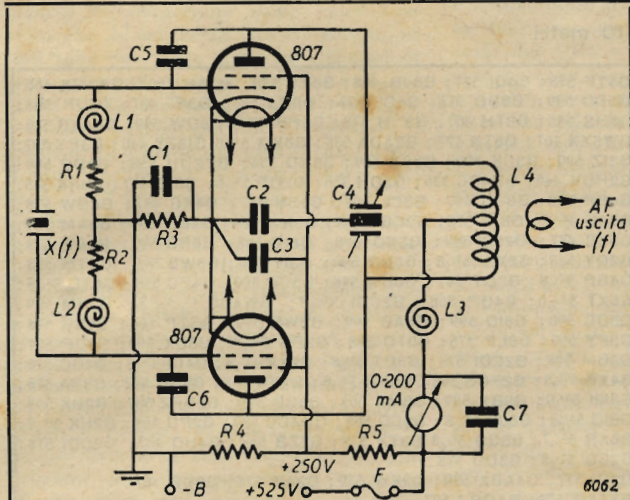
★

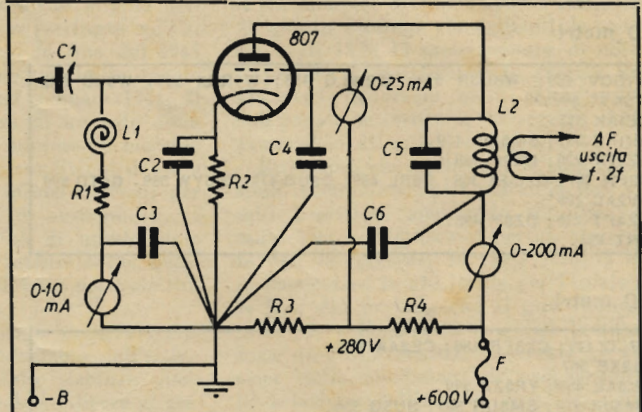
Nel prossimo fascicolo saranno descritte le valvole UM4 e UY1 (N). Sarà inoltre dato lo schema-elettrico di un apparecchio utilizzante la serie delle cinque valvole "U„

LA PAGINA DEL RADIANTE

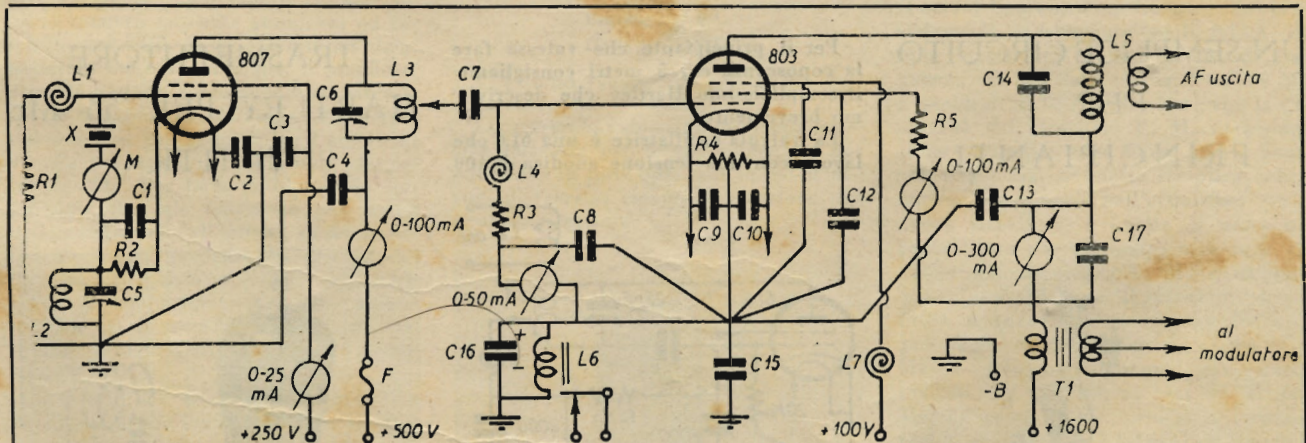
CONOSCETE L'807?

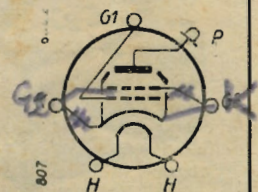
Continuazione e fine, vedi N. 9 - 10

OSCILLATORE PUSH - PULL A CRISTALLO (uscita 30 W)

C_1, C_2, C_3, G_7 = 0.005 μF mica
C_4 = 20 pF per metro di λ per sezione
C_5, C_6 = 1 e 2 μF (non piú) 1000 V
R_1, R_2 = 50 000 Ω, 1 W
R_3 = 200 Ω, 20 W; R_4 = 15.000 Ω, 10 W
R_5 = 8000 Ω, 25 W
L_1, L_2, L_3 = impedenze di A.F.
L_4 = induttanza per la frequenza del cristallo
F = fusibile 0,25 A, per alta tensione
X = cristallo di frequenza *f*

AMPLIFICATORE DI A.F. O DUPLICATORE (amplif. uscita 37 W)

C_1 = 50 pF; C_2, C_3, C_4 C_6 = 0,005 μF mica
C_5 = 2 pF al metro. 1200 V
R_1 = 10.000 Ω, 1 W; R_2 = 250 Ω, 5 W
R_3 = 35.000 Ω, 10 W; R_4 = 20.000 Ω, 10 W
L_1 = impedenza di A F.
F = fusibile 1/8 A *fi*

Nota: per la duplicazione di frequenza si accordi C_5 e L_2; le resistenze R_3 e R_4 possono essere sostituite da un'unica resistenza da 40.000 Ω, 10 W posta fra schermo e positivo anodico.

TRASMETTITORE PER 14 Mc CON PENTODO FINALE MODULATO DI PLACCA (uscita 155 W A. F.)

C_1 a C_4 = 0,005 μF mica
C_5 = 50 pF
C_6 = 25 pF
C_8, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{18}, C_{17} = 0,005 μF mica
C_7 = 0,0005 μF mica
C_{12} = 0,002 μF 3000 V; C_{13} = 0.002 μF 5000 V
C_{14} = 25 pF; C_{16} = 8 ÷ 16 μF elettrolitico
R_1 = 50.000 Ω, 1 W
R_2 = 400 Ω, 10 W
R_3 = 4.000 Ω, 5 W
R_4 = 25 + 25 Ω a filo

R_5 = 20.000, 100 W
L_1, L_4, L_7 = impedenze ad A. F.
L_2 = vedi nota
L_3, L_5 = bobine per 14 Mc
L_6 = vedi nota
F = fusibile 1/8 A
M = termogalvanometro 0-115 mt.
T_1 = trasformatore di modulazione
X = cristallo per 7 Mc

NOTE D'ASCOLTO

I numeri segnati a fianco di ciascun nominativo danno i valori in RST,

R (da 1 a 5) — comprensibilità S (da 1 a 9) — intensità T (da 1 a 9) — purezza

Giugno 1946 - 40 Km. Nord Milano

10 metri

W1GQV 489; W8UJR 599; W2WLQ 488; W4RRX 599; W6BC 589;
W5KYT 599.
CE1AK 367.
SU1KE 367; SM5WL 479.
OZ4FT 236; OZ9P 488
G2PN 367; G2CJH 368; G6RL 489; G5UB 479; GI6YW 589- G6TD 599.
PY2AC 499.
OZ4FT 236; OZ9P 488.
I1RT 134.

20 metri

G7CO 479; CX3FR 488; CE2AA 478.
E13XE 367.
YV5AE 488; YR5ZZ 599.
SM5JN 378; SM5UN 589; SU5G 556.
HZ2TR 589.
ON4EIT 464; ON4XAN 589; OQ5AV 388; ON4RB 479.
PY7AD 378.
I1WW 256; I1PK 368; I1PC 599; I1ND 246; I1A 368.

40 metri

ON4AOI 478; HB9NN 488; 64TY 388; 67XC 489; LX1AY 489; I1CM 499; I1JA 367; I1RK 367; I1RMB 468; I1PF 357; I1OC 489; I1PS 599; I1GA 377; I1RR 478; I1RV 378; I1EB 478; I1TR 346; I1RH 479; I1PP 489; I1RMR 488; I1G 478; I1GB 470; I1ZA 378; I1LSC 489; I1FI 388; I1ASA 367; I1BS 488.

80 metri

HB9CK 599; HB9BB 599; ON4GH 348; I1MKN 389; I1TKM 478.

P. S.

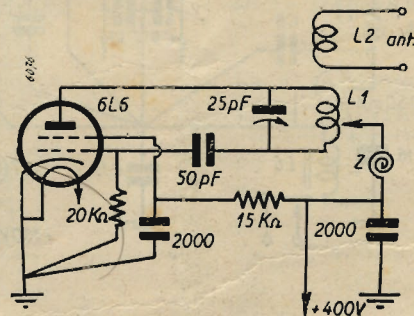
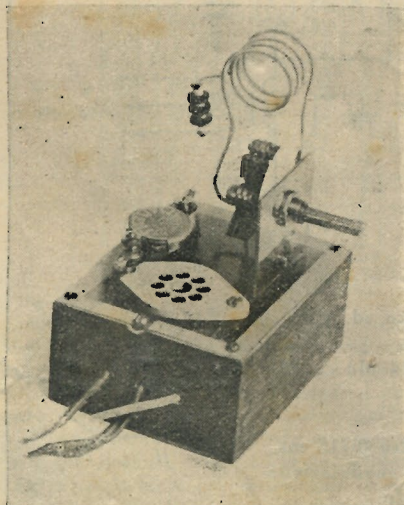
Giugno 1946 - 35 Km. Nord-N-Ovest Milano

10 metri

G5TP 578; G8QI 587; G8JB 468; G4KY 588; G3AH 466; GW5SX 466; G5OO 599; G8UC 577; G6CL 577; G3FJ 588; G3RI 467; G8JP 588; G3HS 588; G8TH 467; G3 H 578; G5PP 599; G8QW 599; G8AXB 586; GW5XN 467; G5TN 477; G2ADA 588; G6WX $5^{4}/_{9}8$ GI5ZY 446; G3PY 597; G3IZ 599; G3CK 599; G3SX 589; G3UD 354; GF2UU 558; G3DG 599; G2HDV 446; GU4CC 336; G3DH 356; G2DP $5^{4}/_{8}6$; G8IG 457; G8RK 345; G6PR 578; G6CU 597; G8CL 598; G3BN 457; G4KG 457; G6BW 578; G8AL $4^{2}/_{7}7$; G8IO 578; G2CG $5^{4}/_{9}8$; G8MX 589; G2BB 599; G8AM 589; G8KC 487; G2OS 599; G5NO 598; G8IG 598; G6BC 599; G2DP 578; G2QV 588; G8WL $5^{7}/_{9}8$; G5NO 599; G3IY 588; G3WS 599; G5TM 588; G4GP $5^{4}/_{7}8$; G?OT 347; G6BW 578; G5CP 599; G4PC 588: G6TD $5^{4}/_{8}8$; G6XT $3^{2}/_{6}6$; G4GP 588; G2CDI $5^{6}/_{9}8$; GW4CC $^{3}/_{4}$ $^{1}/_{7}$?; G2NM 599; G8QC 596; G6ID 599; G6AG 599; G3WS 599; GSTP :68; G6BC 598; G3FY 599; G8LP 578; G5TO 588; G3PS $5^{6}/_{9}9$; G8QX 598; G2DP 587; G3BM 598; G2CDI 578; G3OT $5^{3}/_{8}8$; G2XV $5^{7}/_{9}8$; G4CI $5^{7}/_{9}8$; G4GD 578; G4XP $5^{7}/_{9}8$; G2FOS 598; G8AW $5^{8}/_{9}8$; G2VG 597; G8SB 577; G8SA 578; G3MI $5^{9}/_{5}9$; G8BX 599; G8MX 568; G8GB 599; G2DPZ 587; G2HK 598; G8ID $5^{4}/_{8}8$; G5JY $5^{6}/_{9}8$; G8CD 568; GU4CC 589; G2PU 468; G2HK $5^{6}/_{9}8$; G6XR $5^{6}/_{9}7$; G8GO $5^{3}/_{6}8$ G3TX 578; G2ZB 598; G4HQ 457; G2CDI 578; G2CG $5^{7}/_{9}8$; G3DO 578.
D2DI 577; D4AGX 599; D2KW 559; D2AF 578; D2DP 467.
PY5AQ 578; PAOQJ 597.
I1RM 599.
OZ7G 588; OZ7PH 467; OZ4P 588.
Z51T 456; ZS2AZ 336; ZS6FU 578; ZS1AX $5^{4}/_{5}8$.
ZBIL 576.
TR1P 597.
TI1D 567.
F8TY $5^{2}/_{6}7$; F8ID $5^{5}/_{9}9$; F8QD 578; F8RK 598.
X1TQ 587.
SU1RC 568.
YI2CA 597.
PAODR 467.
ON4UM 597.
OQ5BL 487; OQ5BY $5^{6}/_{8}9$.

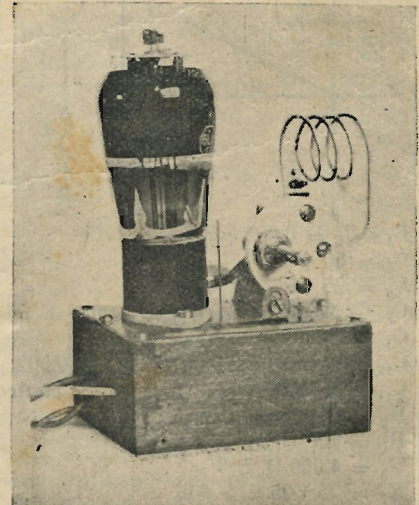
Ing. Albè (ex I1VE)

UN SEMPLICE CIRCUITO PER PRINCIPIANTI

TRASMETTITORE HARTLEY PER 56 Mc di I1TK

Per il principiante che volesse fare la conoscenza coi 5 metri consigliamo il semplicissimo Hartley che descriviamo brevemente.

La valvola oscillatrice è una 6L6 che lavora con una tensione anodica di 400

Volt e con una corrente di 50 mA: cioè 20 Watt input. La resa di AF è risultata essere di 6 Watt.

Tutti i dati sono segnati sul circuito mentre nelle fotografie se ne vede una realizzazione sperimentale.

MACCHIE SOLARI E RADIOPROPAGAZIONE

di Piero Soati

Come è noto esistono nell'alta atmosfera vari strati di gas i quali elettricamente si comportano come conduttori dato che le molecole che si trovano in tali zone per cause che non è il caso di analizzare nel presente articolo e dipendenti dalla radiazione solare risultano ionizzate per la perdita di elettroni i quali difficilmente nel loro cammino potranno incontrare e neutralizzare altri ioni per il fatto che se sulla terra il percorso medio libero che può percorrere una molecola è dell'ordine di centomillesimi di centimetro nella ionosfera essa, a causa della pressione ridottissima, può percorrere decine e centinaia di metri senza incontrarne un'altra. A questi strati come si sà è dovuta la ricezione a distanza delle onde elettromagnetiche ed in particolare delle onde corte e cortissime, e siccome essi si comportano in modo diverso in relazione alle ore, alle stagioni ed a seconda delle lunghezze d'onda usate, vari osservatori sparsi per il mondo hanno raccolto fin dai primordi delle comunicazioni a grande distanza tutti i dati relativi alla propagazione ricavandone dei grafici che adesso ci permettono di stabilire a priori e con una certa sicurezza le lunghezze d'onda da usare per effettuare collegamenti con date località in epoche ed orari prestabiliti.

Però esiste un altro fenomeno che è di notevole importanza per le suddette comunicazioni perchè ha il potere di modificare le caratteristiche degli strati della ionosfera e quindi le stesse previsioni: si tratta delle macchie solari. L'attività di tali macchie non è costante nè come numero nè come grandezza ed intensità, ma varia da un minimo all'altro, passando ben s'intende per il massimo, con un periodo undecennale e naturalmente si ripercuote sull'attività generale del sole e di conseguenza sugli alti strati e sulla propagazione delle onde elettromagnetiche. Per farsi un'idea della importanza che tale fenomeno può avere nelle condizioni dell'attività solare è sufficiente tenere presene che con opportuni mezzi è sato possibile constatare come il campo magnetico di alcune macchie sia di parecchie migliaia di volte superiore al campo magnetico terrestre.

Le cause che provocano la modifica degli alti strati della ionosfera si suppone siano dovute a sciami di ioni, elettroni, positroni e neutroni emessi dalle zone delle macchie e che raggiungono la ionosfera stessa.

Se il fenomeno dell'attività delle macchie solari e delle relative variazioni di campo magnetico è stato oggetto di osservazioni abbastanza arretrate, le ripercussioni che lo stesso ha sulla propagazione delle onde elettromagnetiche e particolarmente sulle onde corte è oggetto di studi recenti ed anzi per le onde al disotto dei 13 metri parecchio resta ancora da fare e quindi tutti gli interessati alle radiocomunicazioni e particolarmente i dilettanti, che sono sempre stati i pionieri delle grandi inizative e scoperte scientifiche, hanno dinnanzi a loro un campo di esperienze abbastanza vasto ed attraente se si pensa che fra l'altro molto si deve ancora dire sulla propagazione delle onde comprese fra i 10 metri ed il metro e su quelle centimetriche.

Attualmente il minimo di attività delle macchie solari si è verificato nell'aprile del 1944 e verso la fine del 1945 esse avevano raggiunto un limite uguale a quello osservato nel gennaio 1941. Il fatto che alla distanza di un solo anno e mezzo dall'ultimo minimo le macchie si trovino nelle stesse condizioni di circa tre anni prima del minimo stesso, per quanto non si tratti di cosa nuova, fa prevedere che l'attività di questo ciclo sarà particolarmente intensa e che quindi potrà avere un'influenza notevole sulla radiopropagazione.

Presentemente facendo delle osservazioni accurate sull'andamento dell'attività solare è già possibile stabilire quali saranno le variazioni da applicare ai grafici ai quali si è accennato più sopra, in modo da prevedere quali potranno essere le onde più consigliabili in periodi relativamente vicini ed in tal senso si agisce per quei radiocollegamenti le cui condizioni di lavoro, per ragioni varie, è bene che siano stabilite e previste con un certo anticipo. Così, ad esempio, per le trasmissioni radiofoniche dall'Europa Centrale per il Nord America si può prevedere che per quest'anno di giorno saranno convenientemente usate le gamme dei 16 e dei 19 metri, mentre quest' inverno sarà utilizzabile anche quella dei 13 metri. I 25 metri saranno particolarmente utili per la notte durante l'estate, mentre la gamma dei 31 metri si adopererà preferibilmente durante la notte il prossimo inverno. Per le trasmissioni destinate al Sud America, di giorno saranno consigliabili le gamme sugli 11 e 13 metri mentre di notte si preferirà inizialmente la gamma dei 41 metri rinforzata nella prima parte dell'annata e sostituita in seguito dalla gamma dei 31 metri, e così via.

Riteniamo che anche per le comunicazioni dilettantistiche si potranno fare simili previsioni annotando tutte le comunicazioni effettuate e particolarmente le ore, la stagione, le varie località ed in particolare le ore limite per l'inizio e la fine del periodo che si può ritenere utile per collegamenti con date località. Sarà quindi necessario osservare il variare delle condizioni di propagazione in relazione dell'attuale aumento della attività delle macchie solari e confrontarlo in seguito con i dati ottenuti, in identiche condizioni, durante la fase discendente di detta attività e con quelli di altri cicli successivi.

Siamo certi che non si tratterà di un lavoro sprecato specialmente se condotto con costanza e precisione, e se dedicato particolarmente alle onde più corte. ★

Rassegna della stampa tecnica

SEMPLICE CONVERTITORE PER F. M.

di H. Kees

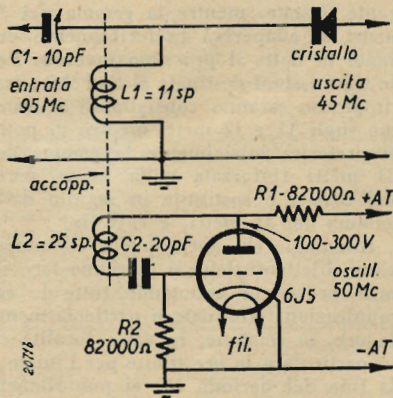
(Radio News - giugno 1946)

L'apparecchio descritto presenta notevole interesse per le sue impensate applicazioni in tutti quei casi in cui si voglia allargare il campo di ricezione del proprio ricevitore.

Le nuove disposizioni della F. C. C. (Federal Comunication Commission) prevedono lo spostamento negli S.U.A. di tutte le stazioni a modulazione di frequenza (F. M.) dalla banda dei 42-50 Mc a quella degli 88-108 Mc. Dato che la generalità dei ricevitori F. M. di produzione prebellica non copre questa gamma, una soluzione molto semplice (oltre quella consistente nell'acquistare un... nuovo ricevitore) è quella di usare un convertitore che permetta, in unione ad un normale ricevitore F. M., di coprire questa nuova gamma. Il presente convertitore è in condizione di coprire una gamma di ampiezza non superiore ai 9 Mc e più precisamente, coi valori indicati nel diagramma dai 92 ai 100 Mc. Le prime prove sono state eseguite presso la stazione WMLL, nell'Indiana, che aveva dovuto spostare la sua frequenza di lavoro dai 44,5 ai 94,7 Mc.

L'uscita di questo convertitore alimenta l'entrata (antenna-terra) di un normale ricevitore F.M. che viene sintonizzato nel campo di 40-50 Mc. Dato che l'oscillatore del convertitore lavora su di una frequenza fissa di 50 Mc. ne risulta la possibilità di ricezione di segnali compresi nella gamma 90-100 Mc.

La conversione viene effettuata per mezzo di un cristallo ricevitore di germanio tipo Sylvana IN34 e di un triodo 6C5 oscillatore.

Il cristallo IN34 lavora pertanto come elemento non lineare che ricevendo i due segnali entrata 90-100 Mc.) ed oscillatore locale (50 Mc.) produce all'uscita i due segnali di battimento (140-150

Mc.) e (40-50 Mc.), dei quali solo l'ultimo viene captato dal ricevitore F. M.

Cristalli di galena, silicon, piriti ferrose, carborundum possono anche essere usati a questo scopo tenendo presente che mentre con le galene il contatto avviene a leggera pressione, con i silicon e le piriti si deve avere un contatto ad alta pressione, mentre con cristallo di carborundum un aumento della pressione è a tutto favore della stabilità ma non della sensibilità.

La 6J5 lavora in Colpitts ed in circuito oscillatorio è costituito dalla induttanza L_2 e dalle capacità interelettroniche del tubo 6J5.

Il gruppo L_1 C_1 esplica la funzione di filtro passa alto avente una frequenza di taglio di poco inferiore a 90 Mc. in modo da attenuare i responsi spuri dovuti a segnali a frequenza più bassa.

Allo scopo di rendere estremamente semplice il complesso non si è fatto uso nè di condensatori di accordo, nè di altri comandi, pur risultando il rendimento nel complesso superiore a quello di un convertitore standard (oscillatore locale-mescolatore). L'alimentazione viene prelevata direttamene dal ricevitore; il consumo massimo risulta sempre inferiore ai 10 mA.

Nella realizzazione del complesso la massima cura deve essere posta nelle due bobine L_1 e L_2.

L_1 deve avere, come detto, un valore induttivo tale che la sua frequenza di taglio s'aggiri sui 65-85 Mc.

La frequenza dell'oscillatore locale è bene che sia esattamente 50 Mc.; uno scarto massimo di $\pm 2\%$ è tollerato, il che equivale a dire ± 1 Mc.

Come attacchi di ancoraggio dei vari elementi è ben utilizzare quelli stessi dello zoccolo della 6J5. ★

CONSULENZA

Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e precise, riguardino problemi di interesse generale o apparecchi da noi descritti. Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica, coloro che non lo sono dovranno accompagnare ogni richiesta da 50 lire.

Per consulenze di carattere particolare, traduzioni, ecc. prezzo da convenirsi volta per volta.

G Ter. 6633 - Sig. C. Offidani

Roma

Esprime la sua ammirazione per il « Servizio Consulenza » e per i collaboratori della Rivista e desidera alcune precisazioni su diverse modifiche da apportare a un reflex a tre tubi (6BN8, 6V6 e 6X5). Desidera cioè:

1) *ricevere tre campi d'onda (medie, corte e cortissime) e far uso del fonorivelatore, modificando lo schema originale come da altro schema allegato;*

2) *costruire le relative induttanze di accordo in base a precisi dati costruttivi ottenuti per via di calcolo;*

3) *adoperare un unico primario aperiodico d'aereo per i tre campi d'onda previsti;*

4) *costruire le induttanze di accordo su di un unico supporto, disponendo un avvolgimento sull'altro;*

5) *conoscere la necessità o meno di spaziatura delle sfere nelle bobine per onde corte e cortissime;*

6) *avere notizie sulla possibilità di sostituire il tubo 6BN8 con il tubo 6B8 e sulle modifiche cui tale cambiamento comporta;*

7) *che si dimostrino i vantaggi ottenuti adoperando il tetrodo a fascio 6L6 al posto del tubo 6V6;*

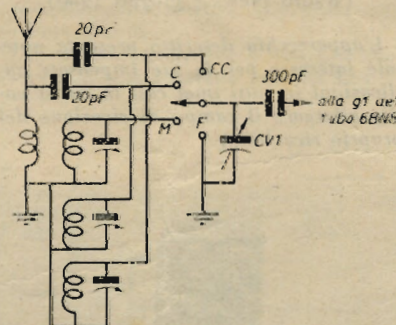



Fig. 12 (Consulenza 6633)

8) *adoperare il tubo 5V3 in sostituzione del tubo 6X5;*

9) *ricorrere a un blocco di alta frequenza;*

10) *costruire l'impedenza di arresto adoperata sul circuito anodico del tubo 6BN8;*

11) *conoscere i vantaggi che possono aversi aggiungendo un quarto tubo;*

12) *avere precisazioni sullo schema elettrico del ricevitore a quattro tubi;*

13) *che si esprima un giudizio tecnico sul funzionamento di ricevitori del genere.*

I tecnici de « l'antenna » ringraziano. L'incaricato del « Servizio Consulenza », precisa:

1) Lo schema allegato (fig. 13) ottenuto modificando lo schema originale è

Figg. 10 e 11 (Consulenza 6633)

esatto. La ricezione dei tre campi d'onda è con ciò sicura. Circa l'attacco del fonorivelatore, occorrerebbe conoscere il tipo adoperato. Il collegamento riportato nella figura suddetta è comunque esatto per fonorivelatori ad alta impedenza. Ove la riproduzione fonografica fosse debole o indistorta (fonorivelatore a bassa impedenza) è necessario effettuare il collegamento tra il condensatore da 20.000 pF (lato resistenza del rivelatore) e il potenziale di riferimento. E' bene tener presente che occorre disinnestare in ogni caso i terminali del fonorivelatore durante la ricezione radiofonica. A tale inconveniente può ovviarsi affidando la necessaria predisposizione a una quarta via del commutatore di gamma. Lo schema di una realizzazione del genere è riportato nella fig. 10

2) I dati costruttivi delle induttanze sono approssimativamente esatti. Diciamo approssimativamente, sebbene non vi siano errori di calcolo, perchè non è possibile esprimere in forma esplicita tutti gli elementi che definiscono costruttivamente una bobina. All'atto pratico si hanno cioè approssimazioni più o meno importanti, in conseguenza a fattori non valutabili a priori, quali la

disuniformità del diametro e dello strato isolante del conduttore e del supporto, le irregolarità costruttive, ecc. E' cioè da tener presente che tali dati hanno valore di crientamento e che in pratica dovrà ricorrersi ad accorgimenti atti a modificare il campo d'onda nei limiti voluti. Lo scopo può ottenersi diversamente, sia mediante introduzione nell'interno del supporto di corpi ferromagnetici per alta frequenza (NOVAFER) con conseguente aumento dell'induttanza, sia mediante introduzione di corpi paramagnetici (alluminio), con

diminuzione dell'induttanza e sia, infine, modificando la distanza, stabilita arbitrariamente, fra un certo numero di spire (ordinariamente da 1/3 a 1/5 del numero totale, per onde medie) e il resto della bobina (fig. 11).

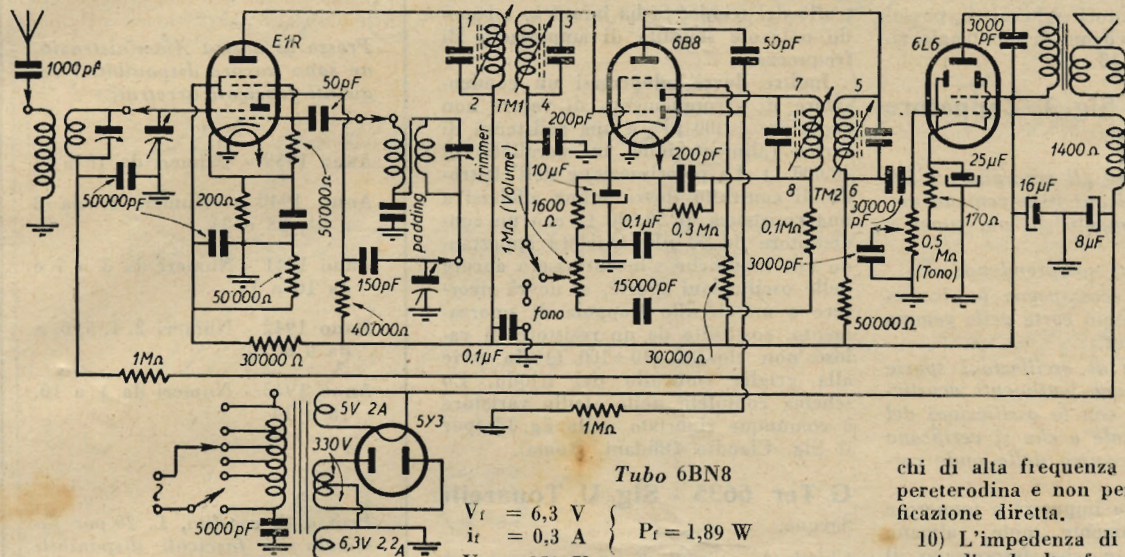



Fig. 13 (Consulen. 6633) *Super Reflex a quattro tubi.*

Vi è infine da osservare che in conseguenza all'uso del comando unico (CV1 e CV2) per i condensatori di accordo dei due circuiti oscillatori, è necessario affidare ad ogni induttanza di accordo un compensatore in parallelo di allineamento (da 5 a 30 pF circa). Occorre inoltre l'accortezza che le induttanze di ogni gamma siano quanto più possibile identiche.

3) Teoricamente è possibile far uso di un unico primario aperiodico. Praticamente s'incontrano difficoltà non indifferenti circa l'accoppiamento che a tale avvolgimento compete rispetto ai singoli circuiti di accordo. Comunque è da ricordare che nelle onde corte e cortissime, l'accoppiamento induttivo può essere sostituito da quello capacitivo (fig. 11).

4) Non è assolutamente possibile eseguire il montaggio delle induttanze nel modo indicato, perchè i fenomeni di accoppiamento che si verificano fra l'avvolgimento inserito e quelli inattivi, sono tali da alterare grandemente le possibilità di accordo. E' d'uopo quindi allontanare quanto più possibile i suddetti avvolgimenti, tenendo presente che la distanza minima ammissibile è praticamente uguale alla metà del diametro di ogni singolo avvolgimento. Anche l'uso di commutatori di gamma con settori di corto circuito delle induttanze inattive è senz'altro consigliabile in quanto elimina ogni fenomeno nocivo di assorbimento cui dà luogo l'accoppiamento fra le diverse induttanze.

5) Lo scopo della spaziatura nelle gamme delle onde corte e cortissime è quello di diminuire la capacità distribuita della bobina, alla quale è vincolato il valore della frequenza più elevata di risonanza che può essere raggiunto dal circuito oscillatorio. Tale spaziatura determina inoltre il valore dell'induttanza, in quanto nell'espressione di calcolo vi è anche il numero di spire per centimetro.

6) Il tubo 6B8 è sostanzialmente identico al tubo 6BN8, in quanto in ambo i casi si hanno due diodi e un pentodo. I dati di funzionamento dei due tubi sono più precisamente i seguenti:

Tubo 6BN8

V_f = 6,3 V	P_f = 1,89 W
i_f = 0,3 A	
V_a = 250 V	i_{g2} = 1,9 mA
V_{g2} = 100 V	S = 1150 μA/V
V_{g1} = — 3 V	μ = 700
i_a = 8,5 mA	ϱ = 610.000 Ω

Tubo 6B8

V_f = 6,3 V	P_f = 1,89 W
i_f = 0,3 V	
V_a = 250 V	i_{g2} = 2 mA
V_{g2} = 125 V	S = 1325 μA/V
V_{g1} = — 3 V	μ = 800
i_a = 8,5 mA	ϱ = 600.000 Ω

Con ciò è evidente che nessun elemento interessante il circuito di detto tubo richiede di essere modificato. Inoltre anche l'innesto è il medesimo, in quanto si ha, per ambedue, il tipo universale « octal ».

7) Il tetrodo a fascio 6L6 sostituisce vantaggiosamente il tubo 6V6. Le differenze sostanziali fra i due tipi sono:

a) la potenza richiesta dal filamento, che è di W 5,67 per il 6L6 (6,3 V, 0,9 A) è di W 2,8 (6,3 V., 0,45 A) per il 6V6;

b) la dissipazione totale (anodo e g. schermo) che è di 24 W per il 6L6 è 12,5 W per il 6V6;

c) la trasconduttanza, S, 6000 μA/V (6L6) e 4100 μA/V (6V6);

d) la resistenza interna, ϱ, 22500 Ω (6L6), 52.000 Ω (6V6);

e) il coefficiente di amplificazione, μ, 135 (6L6), 218 (6V6).

Applicando al tubo 6L6 una tensione anodica e di griglia schermo di 250 V, si ha una potenza massima di uscita di 6,5 W, quando la resistenza di carico è di 2500 Ω e la tensione di comando ha un'ampiezza (valore massimo) di 14 V. In tal caso la tensione di polarizzazione può essere ottenuta con una resistenza catodica di 170 Ω, shuntata da una conveniente capacità (10÷100 μF). Lo schema d'impiego risulta con ciò il medesimo di quello inviatoci.

8) Sostituendo il tubo 5Y3 al tubo 6X5, è necessario far uso di un secondario separato (5 V, 2 A.) per il circuito di accensione di esso. La tensione di accensione degli altri tubi può ottenersi ancora dal primario per ripartizione autotrasformatorica.

9) Si hanno in commercio dei blocchi di alta frequenza per ricevitori supereterodina e non per quelli ad amplificazione diretta.

10) L'impedenza di arresto delle correnti di ad alta frequenza deve avere un'induttanza non inferiore a 10 mH. Costruttivamente occorrono 600 spire circa di filo da 0,1 mm. di diametro, avvolte a nido d'ape su di un supporto può ricorrersi all'impeenza N. 560 della « Geloso » che risponde convenientemente a tali requisiti.

11) Aggiungendo un quarto tubo, si può realizzare un ricevitore supereterodina con notevolissimi vantaggi circa la sensibilità e la stabilità.

12) Lo schema di una super a 4 tubi è riportato nella fig. 13. Il ricevitore fa uso di un tubo E1R per lo stadio variatore di frequenza. Il tubo 6B8 provvede ad amplificare simultaneamente le tensioni a media frequenza e quelle a bassa frequenza che si hanno ai capi del circuito rivelatore (reflex). Con una utilizzazione del genere si possono adoperare i blocchi di alta frequenza esistenti in commercio.

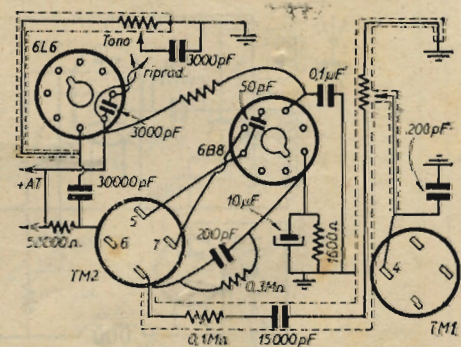



Fig. 14 (Consulenza 6633) *Schema di montaggio dello stadio reflex (limitatamente ai collegamenti più importanti)*

13) Una super reflex a quattro tubi è senz'altro conveniente, in quanto il rendimento che se ne ottiene è sostanzialmente il medesimo di quello ottenuto con cinque tubi. Occorrono per contro non poche accortezze di montaggio, specie per quanto si riferisce al circuito del tubo 6B8, al quale conver-

gono numerosi collegamenti. E' necessario in proposito evitare ogni accoppiamento fra i conduttori appartenenti al circuito di uscita (anodo) e quelli di entrata (G1) del tubo stesso.

Ulteriori precisazioni specie riguardo all'uso di conduttori schermati, possono aversi dallo schema di montaggio riportato nella fig. 13.

G Ter. 6634 - Sig. T. Zappatore

Ruffano (Lecce)

Desidera conoscere gli accorgimenti atti ad eliminare alcuni inconvenienti circa il funzionamento di una super a cinque tubi.

Tali inconvenienti comprendono:

1) *il soffio che accompagna la ricezione nelle onde più corte della gamma* (da 12 a 20 mt.);

2) *la produzione di oscillazioni spurie cui seguono dei battimenti acustici d'interferenza con le oscillazioni del generatore locale e che si verificano ancora sulla gamma delle onde cortissime.*

1) Il soffio è da imputare a numerose cause, completamente note, almeno qualitativamente e che interessano il funzionamento dello stadio variatore di frequenza. Fra queste cause si annoverano quella dovuta alla disuniformità dell'emissione elettronica e al movimento della corrente nel circuito esterno del tubo stesso. L'inconveniente può essere diminuito ma non annullato. Tra gli accorgimenti da adottare vi è quello riguardante la tensione di griglia schermo che è bene stabilire ad un valore tale da ridurre quanto più possibile la corrente esistente in essa. Anche la resistenza complessiva del circuito selettore influisce sul valore della tensione-rumore che si può considerare applicata all'elettrodo di controllo in conseguenza alle cause dette. La ragione di ciò è evidente, quando si tiene presente che si viene con ciò ad aumentare il rapporto segnale-rumore. Segue ovviamente che per ottenere di migliorare ulteriormente il valore di questo rapporto, occorre far precedere lo stadio variatore da un tubo amplificatore che può essere del tipo EF8 a basso rumore di fondo.

2) Per quanto riguarda invece la produzione di oscillazioni spurie, la ragione è da ricercare nel valore degli elementi adottati per il generatore locale dello stadio variatore, nonchè per la disposizione degli elementi che ne fanno parte. Occorre anzitutto tener presente che i tubi E1R ed ECH4, vogliono il circuito oscillatorio del generatore sull'anodo, anzichè sull'elettrodo di controllo del triodo. Si ha infatti in tal modo notevole stabilità di ampiezza e di frequenza.

Inoltre dovrà adoperarsi un condensatore di accoppiamento di valore non superiore a 300 pF. e una resistenza di carico (alimentazione in parallelo) di 40.000 Ω. La polarizzazione dell'elettrodo di controllo dovrà infine affidarsi a una resistenza di 50.000 Ω e a un condensatore da 50 pF. Qualora apportando tali modifiche s'incontrassero ancora delle oscillazioni spurie, si dovrà ricorrere a un circuito trappola di smorzamento, costituito da un resistore di valore non elevato (10÷100 Ω) in serie alla griglia controllo del triodo. Lo schema completo dello stadio variatore è comunque riportato nella fig. 13 (per il Sig. Claudio Offidani, Roma).

G Ter. 6635 - Sig. U. Tonarelli

Savona.

Chiede lo schema di un ricevitore con tubi 12A8, 35L6 e 35Z4 per ricevere le stazioni regionali con un riproduttore magnetodinamico.

Lo schema del ricevitore in parola può essere quello della fig. 14 con uno stadio rivelatore a retroazione (tubo 12A8) seguito da un amplificatore di potenza (tubo 35L6). Con una realizzazione del genere che è però indubbiamente la migliore che possa aversi, non è possibile raggiungere notevoli risultati di sensibilità, selettività e potenza di uscita. Il comportamento dell'apparecchio è con ciò vincolato all'efficenza dell'antenna e alla qualità degli elementi relativi al circuito oscillatorio. Per quanto riguarda il valore della resistenza R, occorre tener presente che tra A e B dovranno aversi ∾ 83 V., cioè 35+35+12,6. Se è V la tensione di alimentazione e $V1$ la caduta di tensione ai capi di R, si ha facilmente: $V = V1 + 83$ e quindi: $V1 = V - 83$.

Poichè il circuito di accensione dei tubi è percorso da una corrente di 150 mA. (0,15 A.), si ha definitivamente:

$$R = \frac{V1}{0,15} \text{ (ohm)}$$

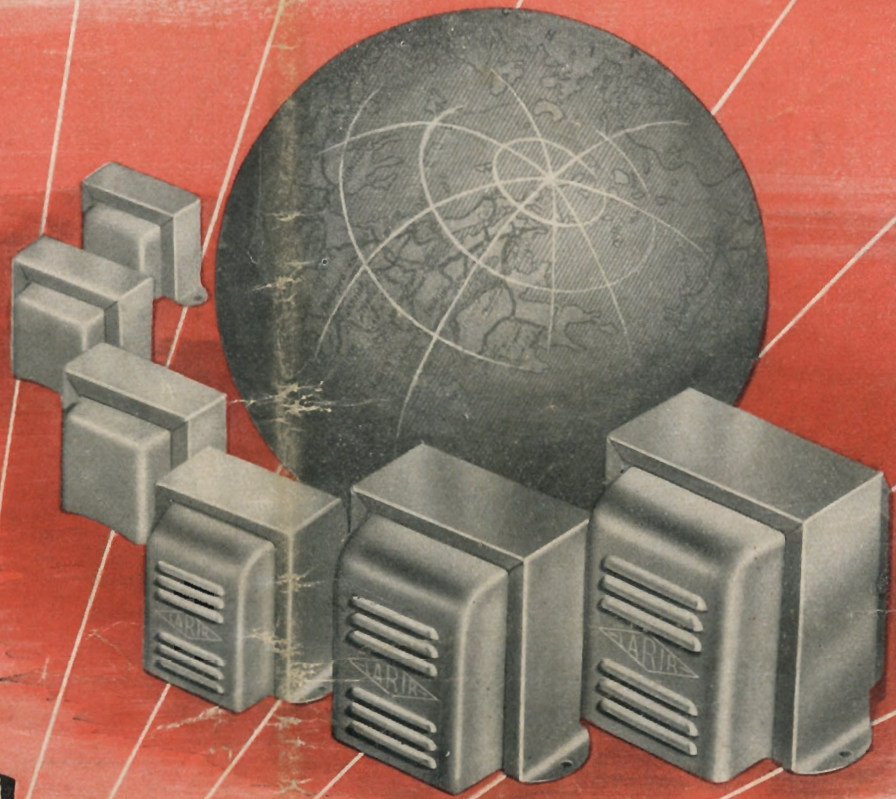
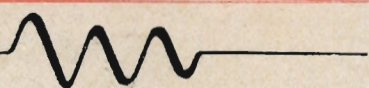
Fig. 14 (Consulenza 6635)

PICCOLI ANNUNCI

EDITRICE "IL ROSTRO„ Via Senato, 24 - MILANO

Dottor Ingegnere **Spartaco Giovene** *direttore responsabile*

Pubblicazione autorizzata dal P. W. B.

ISTITUTO GRAFICO AGNELLI - MILANO

LABORATORI ARTIGIANI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE

SEDE E LABORATORI: MILANO * PIAZZA 5 GIORNATE, 1 * TELEFONO 55.671

ESCLUSIVI DISTRIBUTORI CON DEPOSITO

EMILIA: DITTA D. MONETI - BOLOGNA - VIA DUCA D'AOSTA, 77
CAMPANIA E ABRUZZI: DITTA MARINI DONATO - NAPOLI - VIA TRIBUNALI, 276
LAZIO: UMBRIA - MARCHE: SOC. U. R. I. M. S. - ROMA - VIA VARESE 5
LIGURIA: DITTA CROVETTO GENOVA - VIA XX SETTEMBRE 127 R
PIEMONTE - SICILIA - SARDEGNA: DITTA OLIVERI - GENOVA - CANALE 4-3